

THÈSE

présentée
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE
Spécialité : Génie Electrique

par

Stefan Laurentiu CAPITANEANU

Ingénieur de l'ENSEEIH de TOULOUSE, option Génie Electrique
Ingénieur de l'UPB de Bucarest, option Génie Electrique

Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux

Directeur de thèse: Prof. Bernard de Fornel

Soutenance : le 28 novembre 2002 à 10h00 à LEEI devant le jury composé par:

Prof. Jean-Paul Vilain (UTC, Compiègne) - président et rapporteur
Prof. Seddik Bacha (LEG, Grenoble) - rapporteur
Prof. Cezar Flueraşu (UTB, Bucarest)
Dr. Ing. Fabrice Jadot (STIE, Pacy sur Eure)
Prof. Bernard de Fornel (LEEI, Toulouse)
Prof. Maurice Fadel (LEEI, Toulouse)

Thèse préparée au sein du service Recherche et Développement de Schneider Toshiba Inverter Europe et du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH UMR au CNRS N° 5828

RESUME

La fonction MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion) ou PWM (Pulse Width Modulation) joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension (ou de courant) de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système.

Nos travaux prennent en compte la machine asynchrone commandée à travers l'onduleur de tension deux-niveaux. Plusieurs problèmes importants actuels de ce système à vitesse variable sont liés à la MLI : les pertes par commutation de l'onduleur, le bruit acoustique, les surtensions de ligne, les courants de fuite... Le travail effectué consiste à optimiser la fonction MLI vis-à-vis de ces critères. Par le positionnement de la MLI vis-à-vis de ces éléments, le problème gagne un caractère pluridisciplinaire.

Nous proposons dans un premier temps une modélisation graphique et algébrique des méthodes MLI très utile surtout du point de vue pédagogique. Cette caractérisation généralisée est indispensable. Elle met en évidence des éléments essentiels comme "le mouvement du neutre". A partir de ces éléments, les démarches d'optimisation vont dans quatre directions:

- *réduire les pertes de l'onduleur* tout en gardant une ondulation du courant acceptable - adapter la stratégie de MLI dans ce but, en prenant en compte l'état de la machine (vitesse, couple) et l'état de l'onduleur (température) ;
- *réduire le bruit moteur* - adapter la stratégie de modulation dans ce but à partir d'une meilleure connaissance de l'origine physique des sources de bruit dans un moteur électrique ;
- *réduire les surtensions propagées par la ligne d'alimentation du moteur* - adapter la stratégie de modulation afin de minimiser l'influence des gradients de tension sur la ligne d'alimentation du moteur et sur le moteur lui-même, en particulier réduire les surtensions générées lors de l'utilisation des longs câbles d'alimentation;
- *réduire les harmoniques de tension appliqués à la machine, ainsi que les surtensions, par utilisation d'un filtre de sortie de l'onduleur* - étudier l'apport d'un filtre en sortie de l'onduleur (à tensions de sortie régulées ou non) en termes de réduction d'harmoniques, de surtension, de dynamique du pont et de stabilité.

Les programmes de simulation utilisés sont généralement structurés dans des blocks en Matlab/ Simulink classiques ou Power System Blockset, structures qui sont utilisées par la suite pour une expérimentation en temps-réel à base de cartes dSpace. Le banc d'essai a été spécialement aménagé pour notre étude et adapté à la structure de puissance existante dans le variateur ATV58. D'autres programmes de simulation comme POSTMAC ou CRIPTÉ ont été aussi utilisés.

Mots-clef: MLI, bruit acoustique, machine asynchrone, pertes onduleur, surtensions dues aux câbles longs, filtre de sortie

ABSTRACT

The PWM (Pulse Width Modulation) function is the interface between the control block of the electrical drive and its associated electrical motor. This function controls the voltage or current inverter (VSI or CSI) from the power block of the drive. Every performance of the system is influenced by the PWM that becomes therefore an essential element of the chain.

Our study is focused on the AC induction motor that is controlled through a 2-level VSI. A few problems of our days concerning this variable speed system are related to the PWM: inverter switching losses, acoustical noise, dangerous over-voltages, leakage currents, etc. We have oriented our work towards optimising the PWM from these criteria point of view. By the position of the PWM among these elements the study becomes multi-disciplinary.

Firstly, we propose a graphical and algebraic modeling of the PWM strategies. This generalized characterisation is indispensable for our study. It is a very useful tool mainly because of its pedagogical content. Essential elements as the “zero-voltage movement” are outlined. Based on these elements, the optimisation study is oriented in 4 directions:

- *reduce the inverter losses without noticeable changing the current ripple* – in order to obtain this, adapting the PWM strategy by taking into account the state of the machine (speed, torque) and the state of the inverter (temperature);
- *reduce the acoustical noise of the motor* – optimise the modulation strategy starting from a better analysis of the physical origin of the noise from an electrical motor;
- *reduce the dangerous over-voltages propagating through the motor supply line* – adapting the PWM in order to minimize the influence of the voltage gradients onto the cable or the motor, mainly reduce the over-voltage transients generated when using a long cable supply;
- *reduce the voltage harmonics as well as the over-voltage transients applied to the motor, by using an output filter on the inverter* – study the benefit of an output filter (with voltages regulation or without) in what concerns harmonics reduction, over-voltage reduction, inverter dynamics and stability.

We have used simulation programs generally structured in blocks from classical Matlab / Simulink or Power System Blockset. These blocks are used further for real-time simulation (experiment) with dSpace cards. The dSpace bench has been especially built for our study and adapted to the power card of the ATV58 drive. Other simulation software like POSTMAC or CRIPTÉ has been used.

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont fait l'objet d'une collaboration industrielle du laboratoire LEEI avec STIE (Schneider Toshiba Inverter Europe). Les travaux ont été préparés au sein des locaux Schneider à Rueil Malmaison (92) et Pacy sur Eure (27), ainsi qu'au sein du laboratoire LEEI à Toulouse.

Au terme de ce travail, de trois années de recherche, je suis heureux de pouvoir exprimer ma gratitude sincère envers les personnes qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de ce mémoire. Ils ont été en grand nombre en se montrant disponibles pour aider et intéressés par mon travail. Les mots ci-dessous ne peuvent en aucun cas être suffisants. Au-delà des mots, il en reste leurs faits...

Je tiens ainsi à remercier :

Monsieur **Jean-Paul VILAIN**, Professeur de l'Université Technique de Compiègne, et Monsieur **Seddik BACHA**, Professeur du LEG (Institut National Polytechnique de Grenoble) pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury en tant que rapporteurs, mais également pour leur grande disponibilité de traiter ce mémoire dans un temps très court. Pour tout l'intérêt qu'ils ont manifesté sur ce travail de recherche j'en suis particulièrement touché et reconnaissant.

Monsieur **Cezar FLUERASU**, Professeur de l'Université Polytechnique de Bucarest, Directeur de la Filière Francophone du Département des Sciences pour l'Ingénieur, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'être membre du jury et pour l'enthousiasme avec lequel il a reçu la proposition de participation au jury de cette thèse. Ses qualités scientifiques et humaines m'ont accompagné tout au long de mon parcours universitaire à la Polytechnique de Bucarest ou à l'ENSEEIH de Toulouse.

Monsieur **Bernard DE FORNEL**, Professeur au LEEI (INPT), pour m'avoir proposé cette thèse suivant le stage de DEA en collaboration avec Schneider Electric, pour le soutien scientifique, les remarques, les encouragements qu'il a su m'adresser. Je lui en suis redevable de sa contribution à l'orientation de ces travaux de recherche qui a permis son aboutissement, pour l'aide précieuse à la conception et la révision des articles publiés ainsi que de ce manuscrit. Enfin, je n'oublierai pas son sens de l'organisation, la clarté de ses idées, sa disponibilité pour toujours suivre les étapes de ce travail.

Monsieur **Maurice FADEL**, Professeur au LEEI (INPT), co-responsable de la part de LEEI pour cette thèse, pour l'aide scientifique au déroulement de ces travaux, pour ses remarques pertinentes et ses conseils constructifs sur les démarches à suivre dans l'analyse et sur la façon de présenter les travaux de recherche. Je lui suis particulièrement reconnaissant pour avoir essayé d'intégrer au mieux ces travaux au sein de l'équipe qu'il conduit, équipe complexe surtout du point de vue humain.

Monsieur **Fabrice JADOT**, Dr. Ingénieur de STIE, pour avoir accepté premièrement le suivi financier de ces travaux de collaboration LEEI/STIE et, par la suite, le suivi scientifique d'une grande partie de ceux-là. Par son intérêt soutenu pour le bon avancement de la thèse et par ses qualités de manager, il a su trouver l'accord optimal entre le souci permanent pour l'utilisation industrielle des résultats et la bonne évolution théorique des travaux. Je lui remercie aussi pour les idées claires et les réflexions d'orientation technique industrielle qu'il a partagé avec moi, pour sa disponibilité pour

toujours suivre d'au plus près les différentes étapes de ce travail, alors que lui aussi a dû entre temps faire preuve à son propre égard d'engagements importants.

Monsieur **Antonio ALMEIDA**, Ingénieur de Schneider Electric, pour avoir pris en mains le commencement du suivi scientifique de ces travaux. Je n'oublierai pas son enthousiasme d'encadrer mon étude, son implication totale concernant l'avancement de celui-ci, ainsi que l'ambiance amicale qu'il a conféré au travail, le transformant dans un vrai travail d'équipe. Son expérience scientifique rajoutée à ses qualités humaines (remarquées dans ma vie quotidienne par plusieurs choses, dont le seul nœud de cravate que je sais faire) m'ont profondément touché.

Monsieur **François MALRAIT**, Dr. Ingénieur de STIE, pour être toujours là pour les choses les plus insignifiantes où je n'avais pas de réponse, ainsi que pour les plus importantes, pour son amitié professionnelle et personnelle et pour son implication dans l'élaboration de plusieurs articles publiés pendant nos travaux. J'ai beaucoup appris de sa rigueur mathématique.

Monsieur **Jean FAUCHER** pour sa grande contribution implicite à la théorie développée dans cette thèse, ainsi que pour la participation comme coauteur à un de nos articles.

Messieurs **Vinh Tung NGUYEN PHUOC**, **Philippe Le GOUALEC**, **Ludovic KERMAREK**, Ingénieurs de l'équipe Entraînement de STIE, pour m'avoir aidé sans hésitation pour résoudre des problèmes techniques ou dans la recherche des informations.

Messieurs **Michel ARPILLERE** et **Martial PATRA**, Ingénieurs de l'équipe Electronique de STIE, pour leur aide et leur collaboration concernant l'analyse et les travaux sur les câbles longs (avec ONERA) ou sur les filtres de sortie.

Monsieur **Jean-Luc LEBRETON**, de l'équipe Logiciel de STIE, pour son humour légendaire et sa convivialité inoubliable.

Je remercie également:

Monsieur **Jean DAMARIUS**, Directeur Technique de STIE, pour m'avoir accueilli dans l'équipe de Recherche et de Développement de STIE et pour m'avoir soutenu par son intérêt envers ces travaux.

J'adresse également mes remerciements à Mme **Catherine MARTINET** (secrétariat) et à toutes les autres personnes de l'équipe de Recherche et de Développement de STIE que je n'ai pas pu nommer ci-dessus, pour leur aide et l'ambiance chaleureuse dans laquelle j'ai été reçu, inestimable source de motivation supplémentaire.

Côté LEEI, je remercie Monsieur **Yvon CHERON**, Directeur de LEEI, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et je pense plus particulièrement à mes collègues de bureau, **Afef BEN ABDELGHANNI** et **Dominique ALEJO**, ainsi qu'à Mme **Fatima MEBREK**, Mme **Josiane PIONNIE** (comptabilité), Mme **BODDEN** (secrétariat), M. **Alain BERTELLI** (comptabilité) pour leur grande aide dans la lourde tâche d'administrer le contrat de collaboration LEEI/STIE, aide qui leurs a consumé plusieurs dizaines de % de leur travail.

Finalement, il m'est difficile d'exprimer tout ce que je dois à ma famille et aux amis de Paris et de Toulouse pour l'inestimable soutien moral et logistique et les nombreux encouragements que j'ai toujours reçus de leur part. Je remercie de tout mon cœur mes parents, ma sœur et ma femme.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	1
ABSTRACT	2
REMERCIEMENTS	3
TABLE DES MATIÈRES	3
TABLE DES FIGURES	8
NOTATIONS	17
INTRODUCTION	19
CHAPITRE I. L'ENVIRONNEMENT DE L'ETUDE	25
CHAPITRE II. MODELISATION GRAPHIQUE ET ALGEBRIQUE DES METHODES PWM	29
II.1. INTRODUCTION	29
II.2. LA MLI NATURELLE ET LA MLI REGULIERE OU ECHANTILLONNEE	30
II.3. SYNCHRONISME / ASYNCHRONISME	35
II.4. MODULATION / SURMODULATION	37
II.5. DEGRES DE LIBERTE POUR LA MLI	41
II.6. CLASSIFICATION DES MLI	43
II.7. ANALYSE BIBLIOGRAPHIQUE PRELIMINAIRE	46
II.7.1. La MLI pour réduire les pertes onduleur	46
II.7.2. La MLI pour réduire le bruit acoustique	48
II.7.3. La MLI comme cause des surtensions de la machine	49
II.8. GENERALISATION : REPRESENTATION ALGEBRIQUE SPATIALE DE LA MLI	51
II.8.1. Modèle	51
II.8.2. La MLI triphasée	60
II.8.3. La SVM (Space Vector Modulation)	64
II.8.4. Equivalence entre la MLI triphasée et la SVM	66
II.8.5. La THIPWM4 et la THIPWM6	67
II.8.6. Les méthodes DPWM	68
II.8.7. Les méthodes MLI aléatoires	72
II.8.8. Les autres méthodes MLI	77
II.8.9. Les autres méthodes de commande de l'onduleur 2N	80
II.9. CONCLUSION. ORIENTATION DE L'ETUDE	81
CHAPITRE III. MODELE GLOBAL DU SYSTEME ETUDIE	85
III.1. INTRODUCTION	85
III.2. LE VARIATEUR	86
III.3. MODELISATION DU CABLE LONG	88

III.3.1. Modélisation par cellules RLCG	88
III.3.2. Modélisation « ligne de transmission »	91
III.3.3. Domaines d'utilisation des deux approches	94
III.4. MODELISATION DU MOTEUR	95
III.4.1. Modèle complexe BF du moteur	96
III.4.2. Modèle BF pour la simulation du moteur	96
III.4.3. Modèle HF du moteur	98
III.4.4. Modèle complet BF+HF	98
III.5. MODELE GLOBAL. INTERACTIONS ENTRE PARTIES	100
III.6. LE FILTRE DE SORTIE	102
III.7. L'ESTIMATION DE L'ONDULATION DU COURANT	103
III.8. CONCLUSION	105
CHAPITRE IV. OPTIMISATION EN VUE DE LA REDUCTION DES PERTES	
ONDULEUR	107
IV.1. INTRODUCTION	107
IV.2. MODELE D'ESTIMATION DYNAMIQUE DES PERTES	107
IV.3. COMPARAISONS DE PREMIER NIVEAU	111
IV.3.1. La DPWM2 (MLVPWM)	111
IV.3.2. La GDPWM	115
IV.3.3. La DPWMMIN	115
IV.3.4. Extension de linéarité avec les méthodes DPWM	117
IV.3.5. Spectres harmoniques	118
IV.4. COMPARAISON DU POINT DE VUE PERTES	125
IV.4.1. Comparaison globale à charge C_{nom}	125
IV.4.2. Comparaison globale à vitesse nominale	127
IV.4.3. Exemples d'estimation dynamique des pertes	128
IV.5. METHODES DISCONTINUES SOUS-OPTIMALES ET OPTIMALES	129
IV.5.1. La GDPWM	129
IV.5.2. La DPWMMIN	131
IV.6. LA FMPWM	134
IV.6.1. Principe	134
IV.6.2. Variation continue ou discrète aléatoire de la fréquence	134
IV.6.3. FMPWM générée par l'ondulation du courant	136
IV.6.4. Conclusions	138
IV.7. DECONNEXION D'UNE BRANCHE ONDULEUR	140
IV.8. COMMUTATION DES ALGORITHMES	141
IV.9. CONCLUSION	142
CHAPITRE V. ETUDE POUR LA REDUCTION DU BRUIT ACOUSTIQUE.....	143
V.1. INTRODUCTION	143
V.2. LE BRUIT ACOUSTIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN VARIATEUR DE VITESSE	144
V.2.1. Composantes du bruit	144
V.2.2. Facteurs de variation du bruit	148
V.3. ETUDE COMPARATIVE EXPERIMENTALE	149
V.3.1. Grandeurs de comparaison	149
V.3.2. Conditions de mesure	150

V.3.3. Influence de la MLI.....	152
V.3.4. Influence du type du moteur.....	153
V.3.5. Influence de la vitesse de rotation.....	154
V.3.6. Influence de la fréquence de commutation f_{PWM}	156
V.3.7. Influence de la stratégie MLI.....	158
V.4. MODELE CAUSE-EFFET D'ESTIMATION DU BRUIT	160
V.5. CONCLUSION	160
CHAPITRE VI. OPTIMISATION EN VUE DE LA REDUCTION DES SURTENSIONS LORS DE L'ASSOCIATION AVEC DES CABLES LONGS	163
VI.1. INTRODUCTION	163
VI.2. CAS D'APPARITION DES SURTENSIONS	164
VI.2.1. Détails théoriques sur les surtensions et sur les surcourants.....	164
VI.2.2. Premier cas de surtension dangereuse	168
VI.2.3. Deuxième cas de surtension dangereuse	171
VI.2.3. Troisième cas de surtension dangereuse	172
VI.3. SOLUTIONS « LOGICIEL » CONTRE LES SURTENSIONS.....	173
VI.3.1. Pourquoi des solutions « logiciel » ?	173
VI.3.2. Identification en ligne du câble	174
VI.3.3. Algorithme simple sans mouvement du neutre	174
VI.3.4. Algorithme simple avec mouvement du neutre	177
VI.3.5. Algorithme après identification avec mouvement du neutre	177
VI.3.6. Algorithme après identification sans mouvement du neutre.....	181
VI.3.7. Quel algorithme choisir ?.....	182
VI.3.8. Solution immédiate dans le voisinage du point nominal	184
VI.3.9. FMPWM pour réduire les surtensions	185
VI.4. SOLUTIONS « MATERIEL » CONTRE LES SURTENSIONS : LES FILTRES DE SORTIE ...	186
VI.4.1. Pourquoi les filtres de sortie ?.....	186
VI.4.2. Etude comparative des filtres existants	186
VI.4.3. Le filtre sinusoïdal : conditions d'utilisation.....	194
VI.5. CONCLUSION	200
CONCLUSION GENERALE.....	201
BIBLIOGRAPHIE	205
ANNEXE I. PARAMETRES DES MOTEURS, DES CABLES ET DES FILTRES UTILISES.....	215
Moteurs.....	215
Câbles	216
Filtres	217
ANNEXE II. DESCRIPTION DU BANC DSPACE	218
Description générale	218
Les cartes dSpace	220
Matériel annexe	221
Environnement logiciel.....	222
Conception d'une application	224

TABLE DES FIGURES

FIGURE 1. SCHEMA DE POSITIONNEMENT DE L'ETAGE MLI	19
FIGURE I.1. MARCHE GLOBAL DE LA VARIATION DE VITESSE	26
FIGURE I.2. PRESENCE MONDIALE DE STI.....	26
FIGURE I.3. GAMME 2002 DE PRODUITS STIE.....	27
FIGURE I.4. DEMARREURS PROGRESSIFS	27
FIGURE I.5. L'OFFRE PRODUIT EQUIPE.....	27
FIGURE II.1. L'ONduLEUR DE TENSION TRIPHASE 2N CONNECTE A UNE CHARGE.....	29
FIGURE II.2. PRINCIPE DE LA SPWM (MLI SINUSOÏDALE)	31
FIGURE II.3. MLI REGULIERE OU ECHANTILLONNEE	31
FIGURE II.4. DETAILS ET NOTATIONS. MLI REGULIERE OU ECHANTILLONNEE	32
FIGURE II.5. SPECTRE D'HARMONIQUES POUR V_{10} DANS LE CAS D'UNE MLI REGULIERE SYMETRIQUE	33
FIGURE II.6. TENSION SIMPLE MACHINE ET SON SPECTRE. SIMULATION POUR $F_{PWM}=4$ kHz, $F_M=25$ Hz ($F_{PWM}/F_M=160$)	34
FIGURE II.7. TENSION COMPOSEE MACHINE ET SON SPECTRE (GAUCHE) ET TENSION DE NEUTRE (DROITE). SIMULATION POUR $F_{PWM}=4$ kHz, $F_M=25$ Hz ($F_{PWM}/F_M=160$)	34
FIGURE II.8. COURANT DE LIGNE MOTEUR. SIMULATION POUR ATB4* (A). MESURE EXPERIMENTALE SUR ATB4 (B)	35
FIGURE II.9. RESULTATS DE SIMULATION MLI REGULIERE: (A) $F_{PWM}/F_M=4000/25=160$, (B) 4000/30 (ASYNCHRONISME)	36
FIGURE II.10. RESULTATS DE SIMULATION DU COUPLE AVEC MLI REGULIERE: (A) $F_{PWM}/F_M=4000/250=16$, (B) 4000/260 (ASYNCHRONISME) ; $T_E * F_{PWM}=1$	36
FIGURE II.11. RESULTATS DE SIMULATION DU COURANT DE LIGNE AVEC MLI REGULIERE: $F_{PWM}/F_M=4000/250=16$ A GAUCHE ET 4000/260 (ASYNCHRONISME) A DROITE ; $T_E * F_{PWM}=1$	37
FIGURE II.12. RAPPORT ENTRE $1/T_E$ ET F_{PWM} DE 1 (A) ET DE 2 (B)	37
FIGURE II.13. ONduLEUR DE TENSION MONOPHASE. NOTATIONS.....	37
FIGURE II.14. ONduLEUR DE TENSION MONOPHASE. FORMES D'ONDE.....	38
FIGURE II.15. COMMANDE "SIX-STEP" OU « PLEINE ONDE » D'UN ONduLEUR TRIPHASE.	38
FIGURE II.16. SPECTRES D'HARMONIQUES POUR L'ONDE 180°, $E=550V$	39
FIGURE II.17. ZONES DE MODULATION ET SURMODULATION D'UN ONduLEUR DE TENSION 2N.....	40
FIGURE II.18. DIFFERENTS RESULTATS DU MOUVEMENT DU NEUTRE SUR LA TENSION V_{10} : (A) MLI MODULANTE ALEATOIRE, (B) MLI TRIPHASEE, (C) DPWM1.....	41
FIGURE II.19. LES TYPES DE PORTEUSES LES PLUS COMMUNS	42
FIGURE II.20. ORDRES DE COMMANDE POUR MLI A FREQUENCE ALEATOIRE.....	42
FIGURE II.21. QUATRIEME DEGRE DE LIBERTE : L'ETAT DES INTERRUPTEURS	43
FIGURE II.22. PREMIERE CLASSIFICATION DES METHODES MLI EN FONCTION DU MOUVEMENT DU NEUTRE	43
FIGURE II.23. CLASSIFICATION DE LA MLI EN FONCTION DE LA METHODE D'IMPLANTATION	45
FIGURE II.24. NOTATIONS ET EXEMPLE DE POSITION DES SATURATIONS DANS LE CAS DE LA MLI DEUX-PHASES SYMETRIQUE	47
FIGURE II.25. SYSTEME ETUDIE DANS LE CAS DU PROBLEME DES SURTENSIONS : VARIATEUR, CABLE, MOTEUR.....	50
FIGURE II.26. SCHEMA GENERAL DU SYSTEME VARIATEUR + MACHINE.....	52

FIGURE II.27. EXEMPLE DE L'ETAT DES INTERRUPTEURS DANS LE CAS DU VECTEUR DE TENSION ACTIVE \vec{V}_1	54
FIGURE II.28. REPRESENTATION COMPLEXE PLANAIRE D'UN ONDULEUR DE TENSION 2N55	55
FIGURE II.29. REPRESENTATION DANS L'ESPACE COMPLEXE DES VECTEURS DE « PARK PUISSANCE » ; REPERES ABC ET $\alpha\beta$	56
FIGURE II.30. REPRESENTATION SPATIALE DE « PARK AMPLITUDE »	58
FIGURE II.31. « PARK AMPLITUDE » ET « PARK PUISSANCE » REPRESENTES DANS LE PLAN COMPLEXE $\alpha\beta$	59
FIGURE II.32. EXTENSION DE LINEARITE ; PERSPECTIVE 3D	60
FIGURE II.33. GRAPHE INFORMATIONNEL DU PRINCIPE GENERAL DE LA MLI	61
FIGURE II.34. ORDRES DE COMMANDE POUR UNE MLI SYMETRIQUE; NOTATIONS POUR SVM	61
FIGURE II.35. TENSION MEDIANE V_{MEDIUM} DANS LE CAS D'UN SYSTEME TRIPHASE.....	62
FIGURE II.36. TENSION MEDIANE ET SA DECOMPOSITION HARMONIQUE ; EXEMPLE POUR $F_M=25$ Hz.....	62
FIGURE II.37. OBTENTION DU VECTEUR \vec{V}_s DES VECTEURS \vec{V}_0 , \vec{V}_7 , \vec{V}_2 ET \vec{V}_3 DANS LE CAS DE LA MLI TRIPHASEE	62
FIGURE II.38. MODULANTES ET MODULEES. EXEMPLE DE V_{10} ET V_{21} DANS LE CAS OU $F_M=25$ Hz ET $E=550$ V	63
FIGURE II.39. TENSION V_{N0} . EXEMPLE EN VALEUR ABSOLUE DANS LE CAS OU $F_M=25$ Hz ET $E=550$ V	64
FIGURE II.40. STRATEGIE « DEUX-PHASES » AU NIVEAU DE LA PERIODE $1/F_{\text{PWM}}$ (GAUCHE) ET IMPULSIONS EQUIVALENTES DANS LA STRATEGIE TRIPHASEE	69
FIGURE II.41. REFERENCE SINUSOÏDALE, MODULANTE DISCONTINUE ET COURANT DE LIGNE - MLI DEUX-PHASES	70
FIGURE II.42. EXEMPLE POUR LA DPWM2, COMME DPWM SYMETRIQUE, DU MOUVEMENT DU VECTEUR \vec{V}_s	72
FIGURE II.43. EXEMPLE POUR LA DPWMMAX, COMME DPWM ASYMETRIQUE, DU MOUVEMENT DU VECTEUR \vec{V}_s	72
FIGURE II.44. SCHEMA SYNOPTIQUE EXEMPLE POUR LA MLI MODULANTE ALEATOIRE....	74
FIGURE II.45. TENSION V_{21} MESUREE OBTENUE PAR MODULATION ALEATOIRE A $F_M=25$ Hz ET $F_{\text{PWM}}=4$ KHz POUR ATB4 A VIDE ALIMENTE PAR UN ATV58.....	74
FIGURE II.46. PORTEUSE ALEATOIRE TYPE ATV66	75
FIGURE II.47. TENSION	76
FIGURE II.48. SCHEMA SYNOPTIQUE POUR LA MLI FREQUENCE ALEATOIRE.....	76
FIGURE II.49. TENSION V_{21} MESUREE OBTENUE A $F_M=25$ Hz ET UNE MOYENNE $F_{\text{PWM}}=4$ KHz POUR LS1.5-1 A VIDE COMMANDE PAR LA CARTE DSPACE	77
FIGURE II.50. EXEMPLE POUR LA MLI PRE-CALCULEE.....	78
FIGURE II.51. BLOCK SCHEMATIQUE POUR LA TECHNIQUE FEEDBACK DES SOUS-HARMONIQUES	79
FIGURE II.52. DIAGRAMME DE CONTROLE EN COURANT PAR CYCLE D'HYSTERESIS	80
FIGURE II.53. ILLUSTRATION DES RELATIONS D'ECHANTILLONNAGE ENTRE LA MLI ET LA PDM	81
FIGURE II.54. CRITERES DE PERFORMANCE POUR LA MLI	82
FIGURE III.1. SCHEMA COMPLET DU MODELE DE SIMULATION.....	85

FIGURE III.2. SYNOPTIQUE DE LA COMMANDE UTILISEE	86
FIGURE III.3. UNE CELLULE RLCG EN Γ AVEC L'IMPEDANCE MOTEUR	88
FIGURE III.4. MODELE N CELLULES AVEC L'IMPEDANCE MOTEUR	90
FIGURE III.5. POSITION DES ONDES POUR LA THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION ...	91
FIGURE III.6. OSCILLATION SIMPLE AU BOUT DU CABLE ARRIVANT AU MOTEUR.....	93
FIGURE III.7. REPRESENTATION DE LA TENSION V_{10} PAR LA SIMULATION UTILISANT LES RETARDS	94
FIGURE III.8. IMPULSIONS DE LARGEUR $3,7 \text{ } \mu\text{s} = 5,6\text{TP}$: (A) APPROCHE « LIGNE DE TRANSMISSION », (B) APPROCHE « CELLULE RLCG » - 5 CELLULES	95
FIGURE III.9. IMPULSIONS DE LARGEUR $5,4 \text{ } \mu\text{s} = 8,2\text{TP}$: (A) APPROCHE « LIGNE DE TRANSMISSION », (B) APPROCHE « CELLULE RLCG » - 5 CELLULES	95
FIGURE III.10. MODELE GENERALISE BF AVEC FUITES REPARTIES	96
FIGURE III.11. MODELE HF DU MOTEUR.....	98
FIGURE III.12. MODELE BF+HF PROPOSE.....	99
FIGURE III.13. DIAGRAMME DE BODE DES IMPEDANCES DU MOTEUR LS7.5, $\omega_r = 25 \text{ Hz}$	99
FIGURE III.14. DIAGRAMMES DE BODE AVEC LS7.5 ET UN CABLE BLINDE DE 100 M, $\omega_r = 25 \text{ Hz}$	100
FIGURE III.15. COMPARAISON DES MODELES AVEC LES PARAMETRES DE LS7.5	101
FIGURE III.16. VALIDATION DE LA SIMULATION (B) AVEC LA MESURE (A) DANS LE CAS DES SURTENSIONS	101
FIGURE III.17. COMPARAISON DES COURANTS DE FUITE MESURES (FIG. HAUTE) ET SIMULES (FIG. BASSE).....	102
FIGURE III.18. FILTRE RLC EN SORTIE DU VARIATEUR	103
FIGURE III.19. TENSION ET COURANT MESURES APRES APPLICATION DU FILTRE SINUSOÏDAL 5010 SCHAFFNER	103
FIGURE III.20. SCHEMA SYNOPTIQUE DU CALCUL DE Δi	104
FIGURE III.21. COMPARAISON ENTRE D_{I1} REEL ET D_{I1} CALCULE EN CHARGE (A) ET A VIDE (B)	105
FIGURE III.22. EXEMPLE DE RESULTAT DE CALCUL DIRECT DE D_{I1} . COMPARAISON ENTRE LA GDPWM ET LA MLI TRIPHASEE.....	105
FIGURE IV.1. ENERGIE DE COMMUTATION IGBT SKiP 31 NAB 12 (4 kW).....	108
FIGURE IV.2. RESULTATS D'IDENTIFICATION DES COEFFICIENTS DE PERTES POUR L'IGBT	109
FIGURE IV.3. CARACTERISTIQUES $I(V_{CE})$ POUR L'IGBT POUR DIFFERENTES VALEURS DE TENSIONS DE GRILLE	110
FIGURE IV.4. MODULANTES DPWM2, LOI V/F : (A) 3 Hz, (B) 25 Hz, (C) 50 Hz	112
FIGURE IV.5. TENSION V_{10} ET COURANT I_{s1} SIMULES A 25 Hz EN CHARGE POUR REMARQUER LE DEPHASAGE	112
FIGURE IV.6. COMPARAISON DES COURANTS MESURES A $F_M = 3 \text{ Hz}$ A VIDE : (A) MLI TRIPHASEE, (B) DPWM2.....	113
FIGURE IV.7. COMPARAISON DES COURANTS MESURES A $F_M = 25 \text{ Hz}$ A VIDE : MLI TRIPHASEE, DPWM2	113
FIGURE IV.8. COURANT I_s PRODUIT PAR DPWM2 A 50 Hz, PLAN COMPLEXE	113
FIGURE IV.9. COMPARAISON DES COURANTS MESURES A $F_M = 25 \text{ Hz}$ A VIDE : (A) MLI TRIPHASEE ALEATOIRE, (B) DPWM2 ALEATOIRE	114
FIGURE IV.10. COURANT COMPLEXE MACHINE POUR LA DPWM2 ALEATOIRE, $F_M = 50$ Hz A VIDE	114

FIGURE IV.11. REFERENCE $V_{10\text{ REF}}$ ET COURANT DE LIGNE POUR LA GDPWM, $F_M=12,5$ Hz, C_{NOM} , MOTEUR ATB4.....	115
FIGURE IV.12. MODULANTE DISCONTINUE TYPE DPWMMIN POUR DIFFERENTES VALEURS DE M_A	116
FIGURE IV.13. COMPARAISON DES COURANTS MESURES A $F_M = 3$ Hz A VIDE : (A) DPWMMIN, (B) MLI TRIPHASEE	116
FIGURE IV.14. COURANT MESURE A $F_M = 50$ Hz A VIDE ; DPWMMIN PORTEUSE ALEATOIRE	117
FIGURE VI.15. ONDULATION DU COURANT DE LIGNE : (A) DPWMMIN ET MLI TRIPHASEE, (B) DPMWMIN	117
FIGURE IV.16. MODULANTES POUR LA MEME MODULATION D'AMPLITUDE	118
FIGURE IV.17. LES STRATEGIES MLI COMPAREES	119
FIGURE IV.18. SPECTRES DE V_{1N} POUR LES DIFFERENTES STRATEGIES COMPAREES..	120
FIGURE IV.19. DETAIL DES SPECTRES DE LA V_{1N} : (A) DPWMMIN, (B) DPWM2.....	121
FIGURE IV.20. SPECTRES DE LA TENSION DE NEUTRE V_{N0} POUR LES DIFFERENTES STRATEGIES COMPAREES	123
FIGURE IV.21. SPECTRE C_{EM} DE LA MLI TRIPHASEE PORTEUSE ALEATOIRE.....	124
FIGURE IV.22. COMPARAISON DE LA REDUCTION DES PERTES A C_{NOM}	127
FIGURE IV.23. REDUCTION DE PERTES POUR DIFFERENTES VALEURS DE CHARGE ET $M_A=1,1547$	127
FIGURE IV.24. TENSION ET COURANT. MLI TRIPHASEE C_{NOM} , $F_M=25$ Hz.....	128
FIGURE IV.25. PERTES PAR COMMUTATION ET PAR CONDUCTION. MLI TRIPHASEE A C_{NOM} ET $F_M=25$ Hz.....	128
FIGURE IV.26. TENSION $V_{10\text{ REF}}$ ET COURANT I_{S1} POUR LA DPWM2, $F_M=25$ Hz, C_{NOM} ...	129
FIGURE IV.27. TENSION $V_{10\text{ REF}}$ ET COURANT I_{S1} POUR LA DPWM2, $F_M=25$ Hz, C_{NOM} ...	129
FIGURE IV.28. REDUCTION DES PERTES PAR COMMUTATION AVEC LA GDPWM : $f(\omega_r, C_{\text{EM}})$	130
FIGURE IV.29. REDUCTION DES PERTES PAR COMMUTATION AVEC LA GDPWM : $f(C_{\text{EM}}, E)$	130
FIGURE IV.30. REDUCTION DE PERTES PAR COMMUTATION ET CONDUCTION AVEC LA DPWMMIN, $f(C_{\text{EM}}, \omega_r)$	132
FIGURE IV.31. REDUCTION DE PERTES TOTALES SUR UN BRAS	133
FIGURE IV.32. RELEVÉ EXPERIMENTAL DES ORDRES SC_i POUR LA FMPWM.....	135
FIGURE IV.33. COMPARAISON FMWPM ET MLI TRIPHASEE : SPECTRE DE V_{1N} 3 KHz CONTRE 4 KHz.....	136
FIGURE IV.34. SPECTRES SIMULES DU COURANT ET DE LA TENSION POUR UNE FMPWM A PAS DISCRET	136
FIGURE IV.35. SYNOPTIQUE DE COMMANDE DE LA FMPWM DEPENDANT DE L'ONDULATION DU COURANT.....	137
FIGURE IV.36. GDPWM, EN ROUGE GRAS, ET FMPWM POUR LE MEME Δi MOYEN....	138
FIGURE IV.37. TENSION V_{1N} A 25 Hz, SIMULATIONS A VIDE, MOTEUR ATB4 : (A) « GDPWM DEUX FOIS ALEATOIRE », (B) GDPWM « CLASSIQUE ».....	140
FIGURE IV.38. RELEVÉ EXPERIMENTAL D'UNE FMPWM « DEUX FOIS ALEATOIRE », $F_M=25$ Hz, MOTEUR LS0.55.....	140
FIGURE IV.39. COURANT DE LIGNE SIMULE POUR ATB4, $F_M=25$ Hz, DECONNEXION LORSQUE LA TENSION DE LIGNE VAUT LA TENSION MEDIANE	141

FIGURE IV.40. DOMAINES D'UTILISATION DES METHODES POUR LA REDUCTION DES PERTES	141
FIGURE V.1. SCHEMA DE GENERATION DU BRUIT	144
FIGURE V.2. NIVEAU D'ENERGIE ACOUSTIQUE MINIMAL ET AVEC LA MLI : (A) MOTEUR SANS RESONANCE, (B) MOTEUR AVEC RESONANCE	144
FIGURE V.3. SPECTRE MESURE DU BRUIT ACOUSTIQUE : MLI TRIPHASEE, $F_M=25$ Hz, $F_{PWM}=4$ KHz, MOTEUR LS1.5-1 : (A) SPECTRE GLOBAL, (B) LE SPECTRE DU BRUIT MECANIQUE	145
FIGURE V.4. SPECTRES MESURES DU BRUIT ACOUSTIQUE POUR UNE ALIMENTATION RESEAU (A) OU PAR ETAGE MLI (B) A $F_M=50$ Hz	146
FIGURE V.5. SPECTRES DE LA TENSION, DE LA VIBRATION MECANIQUE ET DU BRUIT ACOUSTIQUE (PRESSION DE L'AIR) POUR LS1.5-1 A $F_M=25$ Hz, $F_{PWM}=4$ KHz	147
FIGURE V.6. VARIATION DU BRUIT ACOUSTIQUE EN FONCTION DE LA VITESSE DE ROTATION.....	149
FIGURE V.7. LES DIFFERENCES ENTRE LES MOTEURS CHOISIS POUR LES ESSAIS.....	149
FIGURE V.8. MESURE DU BRUIT ACOUSTIQUE : (A) ANALYSEUR, (B) CHAMBRE ISOLEE AVEC MICROPHONE	150
FIGURE V.9. EXEMPLE DE SCHEMA DE POSITIONNEMENT	150
FIGURE V.10. INTERFACE POUR LE TRAITEMENT DES SPECTRES MESURES. AFFICHAGE BARRE	151
FIGURE V.11. INTERFACE POUR LE TRAITEMENT DES SPECTRES MESURES. AFFICHAGE COURBE.....	152
FIGURE V.12. COMPARAISON DES SPECTRES EN FONCTION DES TYPES DU MOTEUR, $F_M=50$ Hz, $F_{PWM}=4$ KHz : (A) ALIMENTATION RESEAU, (B) ALIMENTATION PAR MLI TRIPHASEE	152
FIGURE V.13. COMPARAISON DES SPECTRES EN FONCTION DES TYPES DU MOTEUR, $F_M=25$ Hz, $F_{PWM}=4$ KHz, MLI TRIPHASEE.....	153
FIGURE V.14. COMPARAISON DES SPECTRES EN FONCTION DES TYPES DU MOTEUR, $F_M=25$ Hz, $F_{PWM}=4$ KHz, DPWMMIN	154
FIGURE V.15. VARIATION DU BRUIT EFFICACE EN FONCTION DE LA VITESSE POUR 3 METHODES MLI, T0.75 : (A) $F_{PWM}=4$ KHz, (B) $F_{PWM}=8$ KHz	154
FIGURE V.16. COMPARAISON DES SPECTRES EN FONCTION DE LA VITESSE DE ROTATION $F_{PWM}=4$ KHz : (A) LS1.5-1, MLI TRIPHASEE, (B) T0.75, DPWMMIN	155
FIGURE V.17. PRESSION ACOUSTIQUE EN FONCTION DE LA VITESSE ET POUR 2 MOTEURS DIFFERENTS, DPWMMIN	155
FIGURE V.18. COMPARAISON DES SPECTRES EN FONCTION DE F_{PWM} , LS1.5-1 : (A) MLI TRIPHASEE, $F_M=25$ Hz, (B) DPWM1, $F_M=1$ Hz	156
FIGURE V.19. COMPARAISON DES VALEURS EFFICACES EN FONCTION DE LA METHODE MLI ET DE LA FREQUENCE F_{PWM} ; LS1.5-1, $F_M=25$ Hz	157
FIGURE V.20. COMPARAISON DES ENERGIES DU SPECTRE DU BRUIT POUR LA MLI ALEATOIRE, T0.75	157
FIGURE V.21. COMPARAISON DES SPECTRES EN FONCTION DE LA STRATEGIE MLI : $F_M=1$ Hz, T0.75, $F_{PWM}=4$ KHz	158
FIGURE V.22. COMPARAISON DES VALEURS EFFICACES DU BRUIT EN FONCTION DE LA METHODE MLI ET DE LA VITESSE DE ROTATION DU MOTEUR, $F_{PWM}=4$ KHz : (A) LS1.5-1, (B) LS1.5-2.....	159
FIGURE V.23. COMPARAISON DES VALEURS EFFICACES DU BRUIT EN FONCTION DE LA METHODE MLI ET DE LA VITESSE DE ROTATION DU MOTEUR T0.75, $F_{PWM}=8$ KHz.	159

FIGURE V.24. SCHEMA D'IDENTIFICATION DU MODELE CAUSE-EFFET	160
FIGURE VI.1. CABLES BLINDES UTILISES POUR L'ETUDE DU CHAPITRE VI.....	164
FIGURE VI.2. DIAGRAMMES DE BODE DE (III.34) ET (VI.8) POUR UN CABLE BLINDE DE 60 M	167
FIGURE VI.3. DEPENDANCE DE L'AMPLITUDE DE LA SURTENSION EN FONCTION DE LA LONGUEUR DU CABLE. SIMULATION POUR CABLE BLINDE	167
FIGURE VI.4. DIAGRAMME DE BODE DU TRANSFERT I_0/I_N ; CABLE BLINDE DE 60 M	168
FIGURE VI.5. PREMIER CAS DE SURTENSION DANGEREUSE. SIMULATION	169
FIGURE VI.6. DETAIL D'UNE OSCILLATION (FIGURE VI.5) OBTENUE EXPERIMENTALEMENT	169
FIGURE VI.7. TENSION EXPERIMENTALE V_{21} OBTENUE AVEC UN CABLE BLINDE DE 130 M	170
FIGURE VI.8. APPARITION DU PREMIER CAS DE SURTENSION : (A) GRANDE PROBABILITE THEORIQUE, (B) FAIBLE PROBABILITE THEORIQUE	171
FIGURE VI.9. DEUXIEME CAS DE SURTENSION DANGEREUSE. SIMULATION	172
FIGURE VI.10. TROISIEME CAS DE SURTENSION : (A) MESURE EXPERIMENTALE, (B) SCHEMA THEORIQUE	172
FIGURE VI.11. COURANT I_{s1} RECONSTITUE A SA FORME INITIALE.....	174
FIGURE VI.12. DEUXIEME CAS DE SURTENSION DANGEREUSE AVANT ET APRES L'APPLICATION DE L'ALGORITHME. SIMULATION	175
FIGURE VI.13. ALGORITHME SIMPLE SANS MOUVEMENT DU NEUTRE CONTRE LES SURTENSIONS DESTRUCTRICES	176
FIGURE VI.14. VALIDATION EXPERIMENTALE DE L'ALGORITHME DE VI.3.3 A $F_M=60$ Hz ($1,2 \cdot F_{NOM}$), MLI TRIPHASEE, CABLE BLINDE 130 M	176
FIGURE VI.15. ALGORITHME SIMPLE AVEC MOUVEMENT DU NEUTRE CONTRE LES SURTENSIONS DESTRUCTRICES	177
FIGURE VI.16. ALGORITHME APRES IDENTIFICATION CONTRE LES SURTENSIONS DESTRUCTRICES ; UTILISATION DU MOUVEMENT DU NEUTRE	179
FIGURE VI.17. VALIDATION EXPERIMENTALE DE L'ALGORITHME CONTRE LES SURTENSIONS ; (A) AVANT ET (B) APRES APPLICATION DE L'ALGORITHME	180
FIGURE VI.18. DETAIL DE VALIDATION EXPERIMENTALE; (A) AVANT ET (B) APRES APPLICATION DE L'ALGORITHME	180
FIGURE VI.19. MESURE DE V_{21} POUR UN TEMPS MORT MULTIPLE PERMIS DE TP	180
FIGURE VI.20. COMPARAISON DES COURANTS DE FUITE: (A) AVANT APPLICATION DE L'ALGORITHME, (B) APRES APPLICATION DE L'ALGORITHME (C) DETAIL DE COMPARAISON	181
FIGURE VI.21. ALGORITHME APRES IDENTIFICATION CONTRE LES SURTENSIONS DESTRUCTRICES ; PAS DE MOUVEMENT DU NEUTRE.....	182
FIGURE VI.22. TENSION V_{21} MESUREE (A) APRES APPLICATION DE L'ALGORITHME DE VI.3.3, (B) APRES APPLICATION DE L'ALGORITHME DE VI.3.5	183
FIGURE VI.23. SOLUTION IMMEDIATE CONTRE LES SURTENSIONS AUTOUR DE F_{NOM} : (A) $E=550$ V, (B) $E=700$ V	185
FIGURE VI.24. V_{12} AVEC ET SANS ALGORITHME DE PRISE EN COMPTE DE LA SURTENSION. SIMULATION	186
FIGURE VI.25. FILTRE RC AU MOTEUR	189
FIGURE VI.26. (A) SURTENSIONS NATURELLES ET APRES APPLICATION DU FILTRE (B) LES SURTENSIONS DANGEREUSES SONT ELIMINEES PAR LE <i>TERMINATOR</i>	189
FIGURE VI.27. SIMULATION POUR DES DIMENSIONNEMENTS DIFFERENTS DU FILTRE	189

FIGURE VI.28. SELF AU VARIATEUR.....	190
FIGURE VI.29. SURTENSION MESUREE APRES APPLICATION DE L'INDUCTANCE EN SORTIE DU VARIATEUR.....	190
FIGURE VI.30. FILTRE LR AU VARIATEUR.....	191
FIGURE VI.31. RESULTATS DE SIMULATION AVEC FILTRE DE SORTIE RL AU VARIATEUR	191
FIGURE VI.32. FILTRE LRC AU VARIATEUR.....	192
FIGURE VI.33. RESULTATS DE SIMULATION AVEC FILTRE RLC : $R_{F1}=40\Omega$, $R_{F2}=4000\Omega$, $L_F=556\mu H$, $C_F=47\text{ nF}$	192
FIGURE VI.34. FILTRE SINUSOÏDAL AU VARIATEUR.....	193
FIGURE VI.35. TENSION ET COURANT NORMALISES APRES APPLICATION DU FILTRE. MESURE AVEC ATB4, CABLE NON-BLINDE DE 4 M ET FILTRE FN5010 SCHAFFNER ($L_F=7.2\text{ mH}$, $C_F=1,5\mu F$) : (A) $F_M=50\text{ Hz}$, (B) $F_M=1,25\text{ Hz}$	193
FIGURE VI.36. COMPARAISON DES COURANTS DE FUITE A LA SORTIE DU VARIATEUR AVANT (A) ET APRES (B) L'UTILISATION DU FILTRE SCHAFFNER FN530-8-99	194
FIGURE VI.37. CONFIGURATION DE MESURE STANDARD POUR LES COURANTS DE FUITE (IMAGE PARTIELLE DU BANC) : FILTRE FN530 ET VARIATEUR ATV58	194
FIGURE VI.38. FILTRE LC DIFFERENTIEL.....	195
FIGURE VI.39. FILTRE SIN DE MODE COMMUN (A) CONFIGURATION IMPOSSIBLE POUR LES PUISSANCES UTILISEES (B) COMPOSE AVEC LC DIFFERENTIEL	195
FIGURE VI.40. FILTRE SIN DE MODE COMMUN AVEC INJECTION DE BUS (FN530)	195
FIGURE VI.41. ECART TYPE DU COUPLE (A) ET DE LA VITESSE (B) POUR LE FONCTIONNEMENT AVEC ET SANS FILTRE FN5010 AVEC UNE MLI ALEATOIRE A VIDE, CABLE DE 130 M	196
FIGURE VI.42. ECART TYPE DU COUPLE (A) ET DE LA VITESSE (B) POUR LE FONCTIONNEMENT AVEC ET SANS FILTRE FN5010 AVEC UNE MLI TRIPHASEE A CHARGE NOMINALE ET UN CABLE DE 130 M	196
FIGURE VI.43. ECART TYPE DU COUPLE (A) ET DE LA VITESSE (B) POUR LE FONCTIONNEMENT AVEC ET SANS FILTRE FN530 AVEC UNE MLI TRIPHASEE A VIDE, CABLE DE 130 M	197
FIGURE VI.44. ECART TYPE DU COUPLE (A) ET DE LA VITESSE (B) POUR LE FONCTIONNEMENT AVEC ET SANS FILTRE FN530 AVEC UNE MLI TRIPHASEE A VIDE, CABLE DE 4 M.....	197
FIGURE VI.45. ECART TYPE DU COUPLE POUR UN CABLE DE 130 M (A) ET DU COUPLE POUR UN CABLE DE 4 M (B) POUR LE FONCTIONNEMENT AVEC ET SANS FILTRE FN530 AVEC UNE MLI TRIPHASEE A CHARGE NOMINALE	197
FIGURE VI.46. COUPLE MESURE A $F_M=1\text{ Hz}$, POUR UNE MLI TRIPHASEE SUR L'ATB4 EN UTILISANT UN CABLE DE 4 M (A) SANS FILTRE (B) AVEC FILTRE FN530.....	198
FIGURE VI.47. BOUCLE POUR LA REGULATION DE LA TENSION DE LIGNE	199
FIGURE VI.48. ONDULATIONS DU COUPLE AVANT ET APRES REGULATION. SIMULATION	199
FIGURE VI.49. TENSIONS V_{21} ET COURANTS I_{s1} AVANT ET APRES REGULATION. SIMULATION	199
FIGURE AII.1. BANC D'ESSAIS DSPACE	218
FIGURE AII.2. SCHEMA FONCTIONNEL DU BANC DSPACE	219
FIGURE AII.3. SCHEMA D'UN BANC D'ESSAI « CLASSIQUE » MACHINE ASYNCHRON / GENERATRICE CC.....	219
FIGURE AII.4. SCHEMA INTERNE DE LA CARTE DS4002.....	220
FIGURE AII.5. DETAIL DU BANC DSPACE	221
FIGURE AII.6. RACCORDEMENT D'UN CAPTEUR DE COURANT	222

FIGURE AII.7. INTERFACE SIMULINK POUR LA COMMANDE EN TEMPS REEL	223
FIGURE AII.8. INTERFACE CONTRODESK POUR LE PILOTAGE EN TEMPS REEL	223
FIGURE AII.9. DEVELOPPEMENT D'UNE APPLICATION SOUS MATLAB/SIMULINK/DSpace	218

NOTATIONS

-en ordre alphabétique-

a_i ($i=1,2,3$): rapports cyclique de l'onduleur

α_i , $i=0,\dots,7$: temps d'application des tensions onduleur

BF: basse fréquence

C_i ($i=1,\dots,6$): les IGBTs de l'onduleur

C₀: capacité linéique du câble

C_g: capacité représentant le couplage capacitif distribué entre l'enroulement du moteur et la terre (capacité de mode commun pour le modèle moteur HF)

CPWM: continuous PWM (MLI continue)

C_r: couple de charge

C_t: capacité représentant le couplage capacitif distribué entre deux enroulements du moteur, pour le modèle HF du moteur.

D_i ($i=1,\dots,6$): les diodes de l'onduleur

DDT: direct digital technique (pour implémentation PWM) [BROECK88], [CASADEI99]

DPWM: Discontinuous PWM (MLI discontinue) [HAVA99], [LIPO98], [ALEXANDER93], [BROECK91], [ZARE99], [TRZYNADLOWSKI94]

DPWM0, 1, 2, MLVPWM, DPWMMIN, DPWMMAX: différentes techniques MLI discontinues

E: tension de bus

C_{em}: couple électromagnétique de la machine

CEM: Compatibilité Electromagnétique

f: coefficient de frottement moteur (modèle de Park)

f₀: fréquence caractéristique du câble

f_m: fréquence de la modulante (l'onde de référence)

FMPWM: Frequency Modified PWM (MLI à fréquence modifiée)

f_{PWM}: fréquence de commutation de la PWM

G₀: conductivité linéique du câble

GDPWM: generalised discontinuous PWM (MLI discontinue généralisée) [LIPO98], [HAVA99]

HF: Haute Fréquence

I_s, I_r: courants moteur dans la représentation complexe (stator, rotor)

J: inertie moteur (modèle de Park)

l: longueur du câble

L₀: inductance linéique du câble

L_d: inductance de fuite pour une phase du moteur HF

L_s, L_r: inductance cyclique du moteur BF (stator, rotor)

m_a: amplitude de modulation

m_i: index de modulation

MLVPWM: Minimum Loss Vector PWM [TRZYNADLOWSKI94]

M_{sr}: module de la mutuelle inductance pour moteur BF

np: nombre de pôles moteur

P: puissance

PWM: Pulse Width Modulation (Modulation en Largeur d'Impulsion – **MLI**)

PWM 3ph: PWM avec injection de V_{medium} avec implémentation pratique intersective [SEIXAS88], [KING74], [MONMASSON97]

R_{HF}: résistance de phase pour le rotor et le stator du moteur HF

R₀: résistance linéique du câble

R_e: résistance représentant les courants de Foucault dans la carcasse et le cœur du moteur HF

R_f: résistance représentant l'effet dissipative dans C_g

RPWM: PWM fréquence aléatoire [BECH2000]

R_s, R_r: résistance de phase BF (stator, rotor)

Sc_i, (i=1,2,3): ordres de commutation de l'onduleur
SPWM: sinusoidal PWM (MLI sinusoïdale) [SCHÖNNUNG64]
SVM: Space Vector Modulation [BROECK88], [CASADEI99]
T_e: période d'échantillonnage de la commande
THIPWM4 ou **THIPWM6**: PWM avec injection de 3^{ème} harmonique [BUJA75], [BOWES85]
Ti[k] (i=1,2,3): largeur d'impulsion à l'instant d'échantillonnage k
t_p: temps de propagation de l'onde
T_{PWM}: période PWM (1/f_{PWM})
V_{ij} (i,j=1,2,3): tension composée ($V_{i0} - V_{j0}$)
V_{i0}, (i=1,2,3): tension simple onduleur
V_{iN}, (i=1,2,3): tension simple moteur
V_{i0 ref} (i=1,2,3): tensions de référence onduleur
V_{medium}: tension médiane (**Figure II.35**)
V_s: vecteur tension dans la représentation complexe
VSI: Voltage Source Inverter (onduleur de tension)
V_{six-step}: fondamental de la tension de référence lors de l'utilisation de « l'onde 180° »
Z_m: impédance équivalente du moteur
Z_v: impédance de sortie onduleur
 ϕ_s , ϕ_r : vecteur flux (statorique, rotorique)
 σ : coefficient de fuite ($\sigma = 1 - M_{sr}^2 / (L_s L_r)$)
 τ_r : constante de temps du moteur ($\tau_r = L_r / R_r$)
 ω_s , ω_r : vitesse électrique (stator, rotor)
 Ω_r : vitesse mécanique rotor
 θ , ρ : angle de rotation dans le plan complexe \Leftrightarrow phase en temporel

INTRODUCTION

La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM), en utilisant une dénomination plus ancienne.

Loin d'être un élément accessoire dans la chaîne de variation de vitesse (variateur électrique associé à une machine électrique), l'étage MLI joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système : les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique, le bruit électromagnétique, la destruction même du système, due par exemple aux surtensions qui apparaissent lors de l'utilisation des longs câbles.

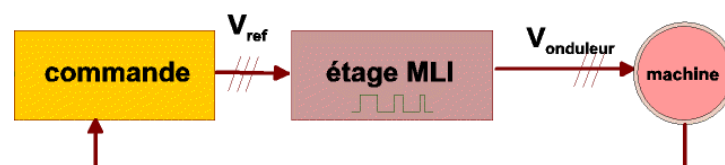


Figure 1. Schéma de positionnement de l'étage MLI

En ce qui concerne l'étude elle-même de la fonction MLI, elle se situe pratiquement entre les deux domaines principaux du métier : *l'entraînement* (algorithmes de commande) et *l'électronique*, d'ailleurs ceci correspond à deux groupes différents chez Schneider Toshiba Inverter Europe (STIE), société avec laquelle collabore le LEEI pour mener à bien les travaux présentés ici. De ce positionnement en découle son caractère pluridisciplinaire, aux éléments de l'entraînement et de l'électronique se rajoutant ceux de la CEM ou de la mécanique vibratoire.

Il faut cependant remarquer que l'étage MLI ne doit pas être confondu avec l'algorithme proprement dit de commande de la machine, comme certains auteurs le font en partant de la structure du modulateur qui peut être en boucle fermée ou ouverte. De la même manière, la commande DTC (Direct Torque Control) est assez souvent confondue avec son étage de génération des impulsions de commande de l'onduleur et même avec un filtre de Kalman utilisé comme estimateur. Il existe plusieurs types de modulateurs utilisables pour réaliser la fonction MLI. Il se différencie bien de l'aspect génération de la modulante qui ne tient pas directement de la façon d'obtenir les impulsions de commande.

Il faut aussi faire la différence entre la MLI et les boucles de contrôle par hystérésis qui, de même que le DTC, ne peuvent être classifiées comme méthodes MLI, ceci parce que ce sont des méthodes qui fonctionnent d'une part en boucle fermée et d'une autre part ce n'est pas la durée de l'impulsion qui est directement contrôlée. Cette discussion sera élargie lors de la classification des techniques MLI dans le Chapitre II.6.

Le monde industriel dans le domaine de la variation de vitesse est orienté en grande partie vers les **machines électriques asynchrones**. Ce type de machines est

réputé pour sa robustesse et son entretien très réduit. Si on rajoute la simplicité de conception, ces machines deviennent des actionneurs performants et très économiques. En ce qui concerne **le variateur de vitesse**, qui comprend l'étage MLI, les orientations diverses du marché actuel et notamment de celui de STIE seront commentées plus en détail dans le *Chapitre I*.

L'objectif des travaux de la thèse découle de ces orientations. Vu l'ancienneté de l'étude de la MLI on pourrait conclure que tout problème la concernant est déjà réglé. Cependant, l'évolution du matériel utilisé pour sa réalisation pratique, notamment les composants semi-conducteurs rapides utilisés dans l'onduleur, ainsi que l'élargissement du domaine d'utilisation des variateurs de vitesse, fait apparaître de nouveaux problèmes. Une partie des actions menées visent à traiter ces problèmes comme par exemple :

- *réduire les pertes de l'onduleur* tout en gardant une ondulation du courant acceptable - c'est-à-dire adapter la stratégie MLI dans ce but, en prenant en compte l'état de la machine (vitesse, couple) et l'état de l'onduleur (température) ;
- *réduire le bruit moteur* - c'est-à-dire adapter la stratégie de modulation dans ce but à partir d'une meilleure connaissance de l'origine physique des sources de bruit dans un moteur électrique ;
- *réduire les surtensions propagées par la ligne d'alimentation du moteur* - c'est-à-dire adapter la stratégie de modulation afin de minimiser l'influence des gradients de tension sur la ligne d'alimentation du moteur et sur le moteur lui-même, en particulier réduire les surtensions générées ;
- *réduire les harmoniques de tension appliqués à la machine, ainsi que les surtensions, par utilisation d'un filtre de sortie de l'onduleur* - c'est-à-dire étudier l'apport d'un filtre en sortie de l'onduleur (à tensions de sortie régulées ou non) en termes de réduction d'harmoniques, de surtension due à l'utilisation des longs câbles d'alimentation, de dynamique du pont et de stabilité.

Ces objectifs d'optimisation ont été plus ou moins atteints, mais ce qui demeure important est le fait d'avoir avancé l'étude et d'ouvrir de nouvelles perspectives.

Cette étude étant développée dans un cadre industriel, différentes contraintes d'orientation et de travail se sont imposées. Le cadre de cette étude correspond à l'onduleur de tension dont les caractéristiques sont :

- Onduleur de tension triphasé à six interrupteurs (onduleur deux-niveaux « classique »)
- Gamme de puissance : 0,75kW à 90kW
- Gamme de tension : 230V - 500V

Les degrés de liberté ont été les suivants :

- Les lois MLI pouvaient être entièrement remises en cause et la possibilité de commuter entre plusieurs profils de modulation, en fonction de critères à déterminer, a été privilégiée.
- La simulation des solutions proposées a été faite par des logiciels du commerce (MATLAB/SIMULINK) afin de garantir la possibilité de réutilisation. Cependant quelques résultats de simulation du Chapitre III ont été aussi obtenus avec POSTMAC, logiciel de simulation du LEEI.
- La mise en pratique des solutions a pu se faire sur les variateurs existants (ATV58, ATV66) ou sur des moyens à base de DSP, sur cartes dSpace. Nous avons favorisé la simplicité de mise en œuvre et la nature des essais à réaliser.

Tout en gardant les portes ouvertes vers d'autres structures matérielles, l'étude a été donc limitée à la structure puissance existante des variateurs Schneider, d'ici résultant son caractère d'étude *d'optimisation*. La loi de modulation qui a servi de référence pour les comparaisons est celle utilisée sur les produits ATV66 et ATV58 : MLI triphasée symétrique échantillonnée (avec ou sans modulation aléatoire).

Les travaux de la thèse ont fait partie d'un projet d'anticipation de l'entité Variation de Vitesse de Schneider Electric, lancé en même temps que la thèse : **le projet CAPITOLE**.

Le présent rapport est divisé en 6 chapitres.

Nous avons considéré utile de grouper dans un premier chapitre intitulé **L'environnement de l'étude** quelques données concernant les tendances du marché actuel de la variation de vitesse en général et de STIE en particulier, un court historique de la société projetée dans le monde technique international, par une courte explication sur la collaboration LEEI/Schneider Electric. Une image plus claire sur l'application pratique des travaux de cette thèse pourra être formée sur les bases de la présentation de ce leader mondial dans le domaine.

Le chapitre **Modélisation graphique et algébrique des méthodes MLI** est le chapitre qui, en partant de la multitude des techniques MLI existantes, essaie de les grouper à l'aide d'une synthèse mathématique basée sur la représentation complexe de l'onduleur de tension deux-niveaux. Cette théorie peut être le point de départ de toute représentation de la MLI. Une description non-exhaustive des méthodes MLI les plus connues sera faite.

Dans le but d'expliquer l'évolution des méthodes MLI, nous proposerons deux groupes de classification de la MLI. La classification principale est basée sur le mouvement du neutre (évolution de la tension de neutre V_{N0}). Les détails des méthodes MLI présentées ici seront faits dans la perspective de la représentation graphique et algébrique proposée.

L'équivalence complète entre la bien connue SVM (Space Vector Modulation) implantée de manière pratique par DDT (Direct Digital Technique – Technique Directe Numérique) et la MLI triphasée « classique », obtenue par comparaison modulante/dent de scie, sera démontrée. Les principes de la MLI triphasée et des MLI obtenues par injection du troisième harmonique (THIPWM4, THIPWM6) seront comparés, ainsi que les méthodes DPWM (Discontinuous PWM – MLI discontinues). Ces classifications et comparaisons montrent que le nombre des types de MLI généralement utilisés est réduit.

La représentation générale dans l'espace complexe et les classifications proposées ici sont des outils pédagogiques simples et elles aident pour l'implantation pratique de toute MLI.

A partir de ces regroupements de l'horizon très large des MLI, nous allons donner les démarches d'orientation de notre étude, démarches qui tiennent compte de quelques critères d'optimisation principaux : les pertes, le bruit, les surtensions etc.

Dans un troisième chapitre, nous allons introduire **Le modèle global du système étudié**, à la base de toute simulation. Il s'agit de détails de modélisation de chaque partie du système étudié :

- le variateur, par une commande simple et l'onduleur deux-niveaux
- la ligne d'alimentation, utilisée pour les travaux du Chapitre VI
- la machine asynchrone, avec ses parties BF et HF, ce qui amènera des détails dans l'étude des surtensions et permettra de simuler les courants de fuite
- le filtre de sortie qu'on rajoute entre le variateur et le moteur, toujours concernant les travaux du Chapitre VI

L'utilisation de chacune des parties du modèle, ainsi que les simplifications possibles seront expliquées.

Ce chapitre ne concerne pas une étude de modélisation approfondie et comparative, mais il montre l'approche simplifiée qu'on peut adopter pour trouver les causes théoriques de certains problèmes, tout en essayant de reproduire la globalité complexe du système étudié.

Le chapitre IV, **Optimisation en vue de la réduction des pertes onduleur**, est le résultat des travaux sur les méthodes MLI qui peuvent réduire les pertes par commutation des interrupteurs de l'onduleur principalement. Dans le cas de la réduction des pertes il s'agit plutôt de l'analyse et du choix d'utilisation concernant les méthodes deux-phases existantes. Les méthodes deux-phases sont les méthodes MLI principales qui réduisent les pertes par commutation de l'onduleur. Cependant une nouvelle méthode, la FMPWM, partie d'une MLI à fréquence aléatoire, sera proposée. Cette dernière a l'avantage de satisfaire deux critères simultanément : la réduction de pertes et la réduction du bruit acoustique.

En partant d'un modèle d'estimation des pertes par commutation et conduction, une décision de choix des méthodes MLI sera faite par une étude comparative suivant le critère des pertes. La DPWMMIN ou la DPWM1 seront détaillées comme méthodes sous-optimales et la GDPWM, comme méthode optimale.

Une section est dédiée à la présentation de la situation atteinte quand on déconnecte complètement un bras de l'onduleur au tour de rôle. Ceci mène à une réduction des pertes par commutation, mais, en même temps, à une réduction des pertes par conduction. Le prix à payer est la réduction des qualités en entraînement, donc c'est une méthode MLI hybride de bas-niveau. Une discussion sera faite concernant quelques résultats et critères de commutation des algorithmes.

Le chapitre suivant, **Etude pour la réduction du bruit acoustique**, concerne un problème qui apparaît lors de la commande des machines asynchrones par un étage MLI, le bruit acoustique qui peut devenir inacceptable lors de l'utilisation du système variateur + machine dans les environnements silencieux.

La plus grande partie du bruit acoustique a des origines électromagnétiques. Le spectre harmonique de la tension MLI d'alimentation est très riche et chaque fréquence a des effets sur l'acoustique du moteur. Beaucoup d'études se sont orientées dans le but de trouver une modélisation acoustique de la machine asynchrone, mais en général sans tenir compte du type d'alimentation MLI [WANG99], [ZHU94], [DURANTAY2000]. Cependant, différentes MLI produisent différents bruits [CAPITANEANU01], [NEY70], [HUBERT2000]. Il est très difficile de donner des critères quantitatifs pour la classification des méthodes du point de vue bruit, car cette classification est tout à fait dépendante de l'oreille humaine qui saisit différemment même le même type de bruit. Il est d'autant plus difficile de trouver une relation simple entre le bruit acoustique et la MLI d'alimentation.

Nous allons premièrement discuter sur les méthodes MLI du point de vue bruit acoustique, puis sur une comparaison qualitative et quantitative des bruits produits par quatre MLI de classes différentes. Cette comparaison est basée sur une étude expérimentale avec environ 200 mesures différentes. Les tendances générales de l'évolution du bruit, ainsi que des remarques sur l'origine électromagnétique du bruit seront faites de manière pragmatique pour pouvoir démontrer la relation directe entre la tension simple machine V_{IN} et le bruit acoustique. Un essai de modélisation « boîte-noire » de cette relation sera fait.

Le dernier chapitre, **Optimisation en vue de la réduction des surtensions lors de l'association avec câbles longs**, contient deux parties apparemment différentes : une solution « logiciel » et une solution « matériel » contre les surtensions.

Par solution « logiciel » nous comprenons l'adaptation de la stratégie de modulation afin de minimiser l'influence des gradients de tension sur la ligne d'alimentation du moteur et sur le moteur lui-même. Cette solution est matérialisée dans plusieurs algorithmes de commande qui changent la MLI par « mouvement du neutre » ou non, en tenant compte de l'identification en ligne du câble par lequel le variateur est lié à la machine électrique. Cette partie part d'une étude de modélisation des câbles longs, détaillée dans le Chapitre III. Les algorithmes principaux sont donnés, ainsi que la description de l'identification en ligne du câble.

Une deuxième solution contre les surtensions est *le filtre de sortie*. Cette solution « matériel » sera étudiée à partir du critère de réduction des surtensions, mais tout en ajoutant des critères comme la réduction des courants de fuite à la terre ou la réduction d'harmoniques, la dynamique du pont onduleur et la stabilité. En conclusion de l'analyse comparative, le filtre choisi sera sinusoïdal LC auquel nous ajoutons un retour de tension de ligne pour optimiser les variations introduites par le filtre sur le couple et sur la vitesse.

Les perspectives sur cette deuxième partie seront présentées en fin de chapitre.

Les résultats expérimentaux sont généralement obtenus avec un banc d'essai à base de cartes dSpace qui sera présenté dans *l'Annexe II*. Les autres configurations d'essai utilisées pendant les travaux de la thèse, comme la chambre anechoïque pour les mesures de bruit, un deuxième banc à base de carte à microprocesseur ou un banc de mesure des courants de fuite, seront présentées avec les résultats donnés dans les chapitres II...VI.

CHAPITRE I. L'ENVIRONNEMENT DE L'ETUDE

Initiés par l'Activité Variation de Vitesse et Démarreurs de la Direction Technique de Schneider Electric, les travaux de la thèse ont continué dans le cadre de la nouvelle filiale de Schneider Electric et de Toshiba : Schneider Toshiba Inverter Europe.

Schneider Electric est le spécialiste mondial des produits et services pour la distribution électrique, le contrôle industriel et l'automatisation avec quatre grandes marques mondiales : **Merlin Gerin** (la distribution électrique aux normes internationales), **Modicon** (les automates programmables), **Square D** (la distribution électrique, le contrôle industriel et l'automatisation aux normes nord-américaines), et **Télémécanique** (le contrôle industriel et l'automatisation aux normes internationales).

Cette société a été créée en 1836, date de l'acquisition des forges du Creusot par Adolf et Eugène Schneider. Jusqu'à la fin de la deuxième guerre mondiale, l'activité de Schneider est principalement de type métallurgie traditionnelle (fabrication de rails en acier, de locomotives, de structures métalliques pour le bâtiment...).

Après la seconde guerre mondiale, les activités d'origine de Schneider cessent (les hauts fourneaux sont éteints et les mines ne sont plus exploitées). La nomination en 1980 à la tête du groupe de Didier Pineau-Valencienne va en effet amener le groupe Schneider à une position de spécialiste mondial de l'électricité.

Depuis 2001, l'Activité Variation de Vitesse et Démarreurs de Schneider Electric joint celle de Toshiba Japon en créant la nouvelle filiale Schneider Toshiba Inverter (STI), avec ses trois parties, en Europe, Schneider Toshiba Inverter Europe (STIE), au Japon, Toshiba Schneider Inverter Japan (TSIJ) et aux USA, la filiale de Houston.

Présentation de STI

STI est une Joint Venture entre Schneider Electric et Toshiba concernant les Variateurs de Vitesse et les Démarreurs. La société est de droit français et le siège social est localisé à Pacy-Sur-Eure. Répartition du capital : 60% Schneider, 40% Toshiba.

Les trois filiales sont :

- Européenne : localisée à Pacy-Sur-Eure (STIE),
- Japonaise : localisée à Mié au Japon (TSIJ),
- Américaine : localisée à Houston aux USA.

La mission de STI est de: créer, développer et promouvoir l'offre de Variation de Vitesse de Schneider Electric et Toshiba. Le chiffre d'affaires 2001 est de l'ordre de 450 M Euros sur les marchés.

En 2000, STI était déjà leader mondial d'un marché en croissance (Figure I.1) : 13% en volume, signifiant 700 000 variateurs de vitesse fabriqués chaque année.

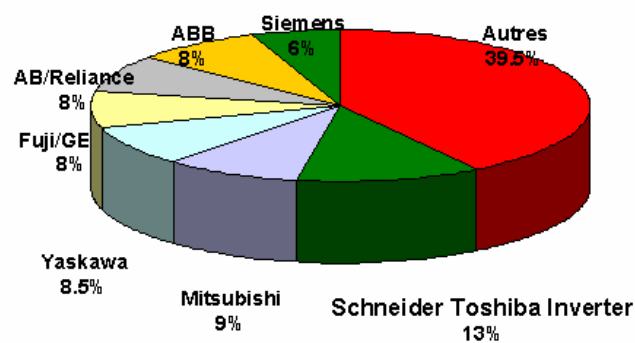


Figure I.1. Marché global de la variation de vitesse

La présence mondiale de STI est très équilibrée (Figure I.2).

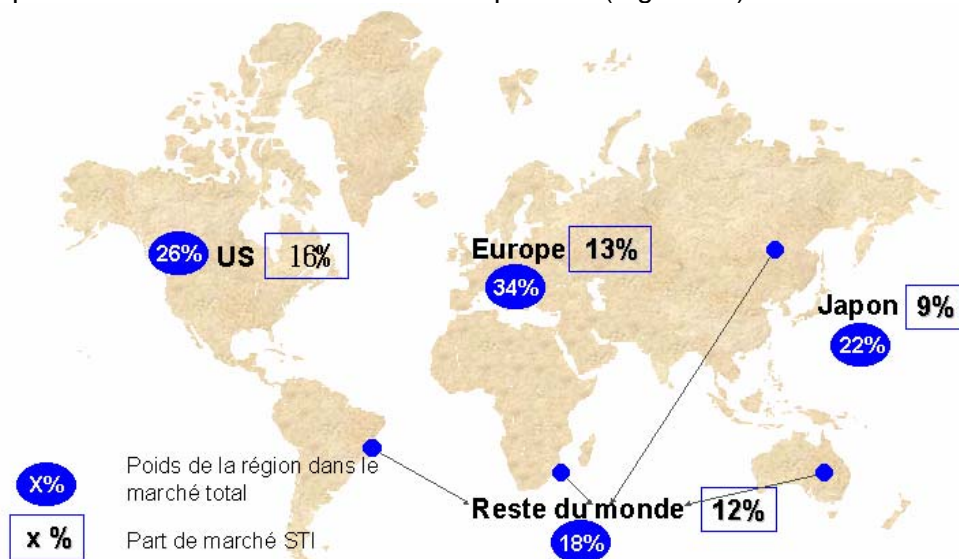


Figure I.2. Présence mondiale de STI

La fabrication actuelle, par zone, est la suivante :

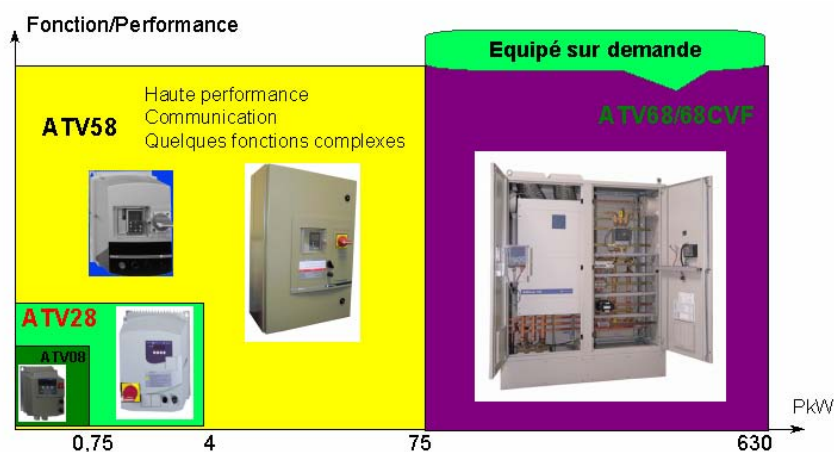
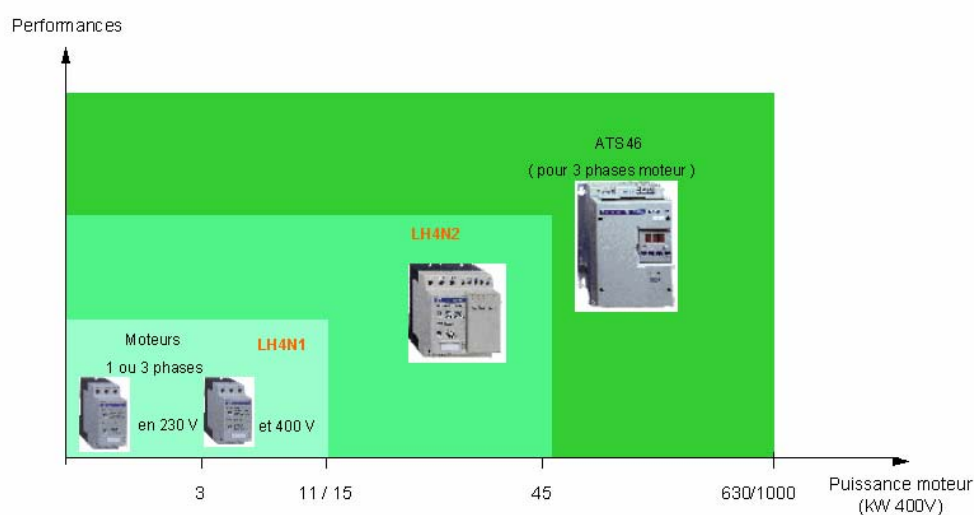
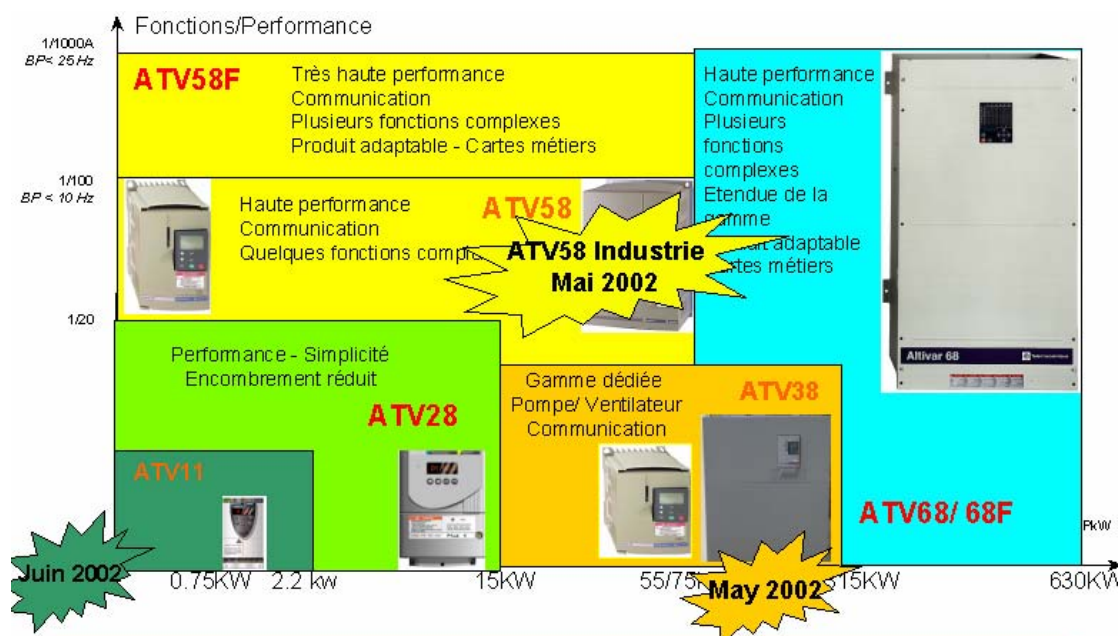
- Europe : ATV58, ATS46, ATV08, LH4, ATV68
- Japon: ATV18, ATV28, VFS7, VFS9, VFA5, VFA7
- USA: ATV66, ATV58 Enclosed G3 & G7

Présentation de STIE

Les produits STIE sont vendus par le réseau commercial Schneider Electric. La croissance annuelle moyenne du chiffre d'affaire monte à 19% (marché mondial -> +7%).

STIE présente une offre totalement renouvelée, des investissements lourds ayant permis de nombreux lancements de produits. Le rythme de renouvellement des gammes est maintenu grâce au partenariat avec Toshiba.

La gamme de 2002 est riche en nouveautés (Figure I.3, Figure I.4, Figure I.5). L'ATV11 remplace l'ATV08 en élargissant sa gamme de puissance d'utilisation. L'ATV11 utilise la stratégie DPWMMIN étudiée dans le cadre de nos travaux (section IV.3.3).



Le site de Pacy Blanchet

Une grande partie de nos travaux ont été localisés à Pacy sur Eure (27).

Le site a une certification ISO 9001 version 2000 - ISO 14001 activités de conception associées. Le site s'étale sur 16000 m² où 300 personnes dont 130 en fabrication travaillent.

Structure :

Le développement :

- équipes structurées par projet et par métier
- moyens (CAO, outils de simulation et de développement, chaîne de développement logiciel)

La qualification :

- la qualification environnement, fonctionnelle, entraînement

La fabrication :

- 10 lignes de fabrication
- + de 200 000 produits par an

CHAPITRE II. MODELISATION GRAPHIQUE ET ALGEBRIQUE DES METHODES MLI

II.1. Introduction

La *modulation* est le processus de variation d'une caractéristique d'une porteuse à l'aide d'une information. En Electronique de Puissance, cette information est l'amplitude, la fréquence et la phase d'une tension ou d'un courant.

Le contrôle de l'impulsion du courant ou de la tension permet d'obtenir un signal d'amplitude donnée. Cette variation est obtenue par deux techniques différentes :

- la *technique de comparaison d'une modulante et d'une dent de scie* (technique appelée aussi intersective)
- la *technique directe numérique* (DDT – Direct Digital Technique) ou technique sans porteuse.

Les techniques MLI résultant de ces deux méthodes seront détaillées dans ce chapitre; l'équivalence entre la SVM (Space Vector Modulation) réalisée de manière pratique par la DDT et la MLI triphasée classique sera démontrée dans la section II.8.4. Cette équivalence peut être généralisée : toute méthode MLI échantillonnée obtenue avec une technique a un équivalent dans l'autre technique, permettant une classification.

Nous considérons l'onduleur de tension à deux-niveaux (2N). L'*onduleur de tension* ou le Voltage Source Inverter (VSI) est un convertisseur statique continu - alternatif utilisé dans les variateurs de vitesse, dans l'alimentation UPS (Uninterrupted Power Supply), les utilitaires d'interfaçage et de nombreuses autres applications. Nous donnons (Figure II.1) les notations et la configuration de l'onduleur de tension utilisé par la suite.

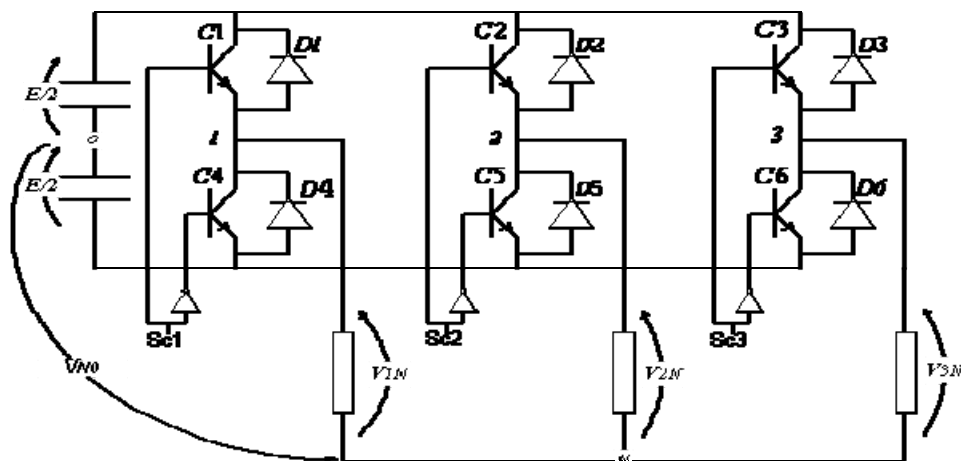


Figure II.1. L'onduleur de tension triphasé 2N connecté à une charge

La MLI impose la largeur des impulsions obtenues par hachage de la tension E du bus continu, source à point milieu 0. Les IGBTs sont notés par : C_1, C_2, \dots, C_6 , les diodes par : D_1, \dots, D_6 et les ordres de commande ON/OFF notés par : Sc_1, Sc_2, \dots, Sc_6 .

Avec une logique positive :

$$(II.1) \quad Sc_i = \begin{cases} 1, C_i = on \\ 0, C_i = off \end{cases}, (\forall) i=\overline{1,6}$$

Quand Sc_1 est 1, Sc_4 ne peut pas être 1, mais lorsque Sc_1 est 0, nous pouvons imposer Sc_4 à 0. De même pour les paires Sc_2/Sc_5 et Sc_3/Sc_6 . En effet, nous ne pouvons pas court-circuiter une branche ($Sc_1=Sc_4=1$), mais nous pouvons la déconnecter complètement ($Sc_1=Sc_4=0$). Les commandes des interrupteurs sont complémentaires (Figure II.1). Toutes les méthodes MLI utilisent ce principe. Cette complémentarité sur un même bras suppose de négliger les temps morts et les cas de déconnexion d'une branche (section IV.6.). Sc_4 , Sc_5 , Sc_6 , seront considérés, dans la suite, supposés complémentaires respectivement de Sc_1 , Sc_2 , Sc_3 .

La première partie du chapitre introduira les deux techniques MLI « de base ». Après la description des éléments les plus importants de la MLI, deux sections concernent les aspects sur le synchronisme et la surmodulation. Nous essayons par la suite de classer les méthodes MLI les plus répandues, dans le but de définir des groupes de techniques MLI. Un état de l'art sur les trois critères à optimiser dans notre étude est donné dans la section II.7. La plus importante partie du chapitre est la section contenant la modélisation générale algébrique de la MLI, valable pour toutes les procédures nécessaires pour la définition des degrés de liberté. Le chapitre se termine en précisant les principes d'orientation de notre étude.

II.2. La MLI naturelle et la MLI régulière ou échantillonnée

Dans les premiers travaux [SCHÖNUNG64], Sc_1 , Sc_2 et Sc_3 ont été déterminés par comparaison d'une porteuse triangulaire et d'une modulante sinusoïdale. L'obtention d'un signal modulé ayant de bonnes performances, nécessite que la fréquence de la porteuse soit plus grande que celle de la modulante. Le synchronisme ou l'asynchronisme de la MLI est discuté dans la section II.3.

Le principe développé par Schönung et Stemmler [SCHÖNUNG64] est mentionné dans la littérature sous le nom de **SPMW (Sinusoidal PWM)** - Figure II.2. Lorsque le signal sinusoïdal de référence dépasse le signal triangulaire, le signal modulé est 1. Dans ce cas, $Sc_1=1$, par exemple, si on considère le premier bras de l'onduleur. Sinon, le signal modulé est 0. Donc :

$Sc_i=0$, si modulante $i <$ porteuse

$Sc_i=1$, si modulante $i \geq$ porteuse.

A tout instant, la tension modulée est :

$$(II.2) \quad V_{i0} = \frac{E}{2} \cdot (2 \cdot Sc_i - 1), i=\overline{1,3}$$

Les relations entre les tensions machine et les tensions onduleur sont détaillées (section II.8). Avec cette configuration de l'onduleur on parle d'une modulation bipolaire : V_{i0} peut prendre deux valeurs $E/2$ ou $-E/2$.

La SPMW a été fréquemment utilisée à cause de la flexibilité de sa réalisation pratique analogique, mais son implantation numérique est plus compliquée. Les instants d'intersection de la dent de scie avec la modulante sont solutions d'équations transcendantes. Un grand nombre d'échantillons de la modulante doit être sauvegardé dans une mémoire ROM pour pouvoir obtenir une bonne précision du signal modulé.

Ceci justifie l'apparition de la **MLI régulière ou échantillonnée** [BOWES75]. La modulante sinusoïdale est échantillonnée par un échantillonneur bloqueur (bloqueur d'ordre 0). Sa valeur reste constante pendant une période d'échantillonnage (T_e). La tension modulée moyenne résultante est égale à sa référence constante pendant T_e (Figure II.3 et Figure II.4).

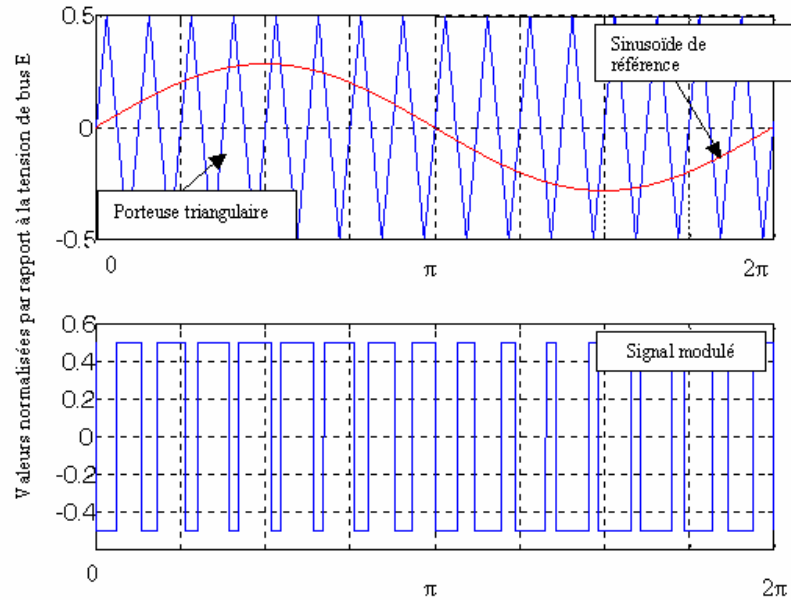


Figure II.2. Principe de la SPWM (MLI sinusoïdale)

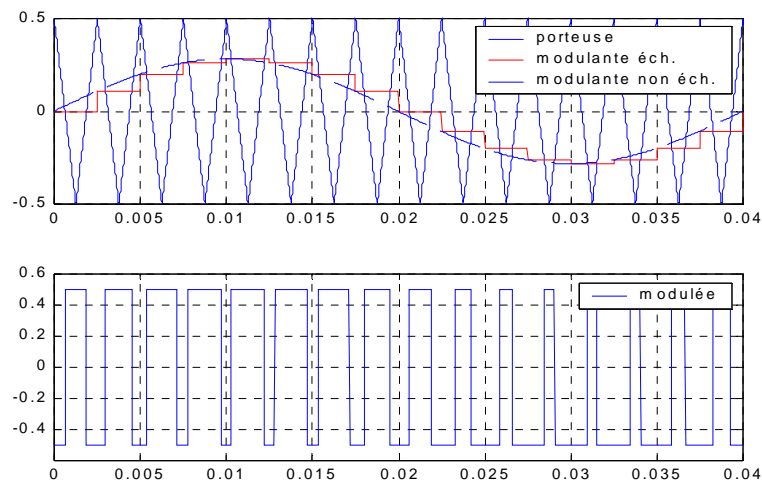


Figure II.3. MLI régulière ou échantillonnée

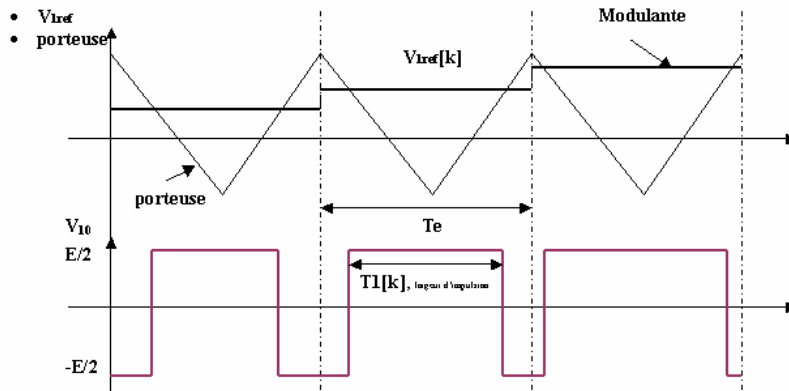


Figure II.4. Détails et notations. MLI régulière ou échantillonnée

$$(II.3) \quad V_{i0\ ref}[k] \cdot T_e = E \cdot T_l[k] - \frac{E}{2} \cdot T_e, \quad i = \overline{1,3}$$

k est l'instant d'échantillonnage. L'échantillonnage introduit un retard de $T_e/2$ de la tension modulée par rapport à la tension de référence, ainsi qu'une augmentation des harmoniques de la tension modulée [HIT196]. Pour réduire le taux d'harmoniques, il convient de choisir une fréquence f_{PWM} de valeur élevée par rapport à celle de la modulante.

Le spectre de la tension simple machine (tension utile dans l'entraînement) est composé du fondamental de référence et des harmoniques dus au découpage.

Beaucoup d'études ont été faites dans le but de calculer la valeur de ces harmoniques dont nous donnons quelques résultats. Les premiers harmoniques d'une tension simple onduleur (V_{i0}) résultante d'une MLI régulière symétrique apparaissent autour de la fréquence f_{PWM} (Tableau II.2).

L'amplitude des harmoniques est calculée aisément à partir d'un rapport géométrique entre la modulante et la dent de scie pendant une période d'échantillonnage [METZ98].

A partir de la décomposition en séries de Fourier de la MLI sinusoïdale bipolaire (où les termes en sinus disparaissent à cause de la parité de la fonction) :

$$(II.4) \quad V_{i0} = m_a \cdot E \cdot \sin 2\pi f_m t + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos 2n\pi f_{PWM} t,$$

où :

$$(II.5) \quad m_a = \frac{V_{\text{modulante}}}{V_{\text{porteuse}}} \text{ amplitude ou profondeur de modulation,}$$

f_{PWM} = fréquence de la porteuse,

f_m = fréquence de la modulante (fondamental).

Tant que la surmodulation n'est pas atteinte ($m_a = \frac{V_{modulante}}{E/2} \leq 1$) l'amplitude et la fréquence des harmoniques sont les suivantes :

	Fréquence $nf_{PWM} \pm qf_m$	Amplitude
n pair, q impair	$2kf_{PWM} \pm (2p-1)f_m$	$\left \frac{A_{n,q}}{E} \right = \frac{4}{n\pi} \left J_q \left(n \frac{\pi}{2} m_a \right) \right $
n impair, q pair	$(2k-1)f_{PWM} \pm 2pf_m$	

Tableau II.1. Amplitude et fréquence des harmoniques de la tension V_{i0} pour une MLI régulière

où :

$$(II.6) \quad J_q(z) = \left(\frac{z}{2} \right)^q \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r!(q+r)!} \left(\frac{z}{2} \right)^{2r} \text{ est la fonction de Bessel}$$

n, p, q, r et k sont des entiers positifs

Le fondamental est l'harmonique d'ordre 1 :

$$(II.7) \quad A_{n,1} = \frac{4E}{n\pi} \sin \left[n \frac{\pi}{2} (1 + m_a \sin 2\pi f_m t) \right]$$

Ainsi, dans le cas d'une tension de bus $E=550V$, une fréquence rotorique du moteur de 25 Hz ($m_a=0.5$) et un découpage à $f_{PWM}=4000$ Hz nous obtenons le résultat de la Figure II.5.

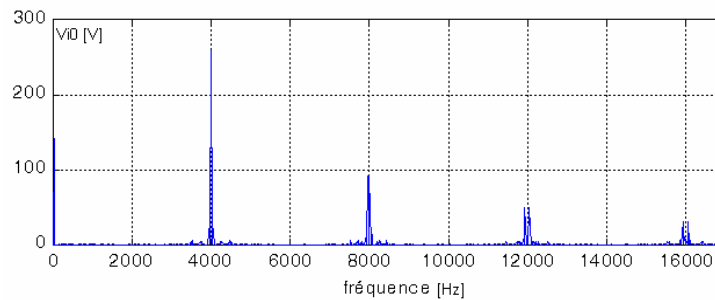


Figure II.5. Spectre d'harmoniques pour V_{i0} dans le cas d'une MLI régulière symétrique

Le fondamental vaut : $m_a \frac{E}{2} = 141,42$ V. Harmoniques les plus significatifs:

4000 Hz	258,51 V = 183%
3950, 4050 Hz	29,39 V = 21%
7975, 8025 Hz	92,47 V = 65%
7925, 8075 Hz	15,21 V = 11%
12000 Hz	13,49 V = 10%
11950, 12050 Hz	49,46 V = 35%
11900, 12100 Hz	9,67 V = 7%

Tableau II.2. Valeurs pour les amplitudes des harmoniques les plus importants de V_{i0}

La composition des harmoniques de V_{10} , V_{20} et V_{30} donne le spectre de la tension simple machine (V_{1N} , V_{2N} , V_{3N}). Les harmoniques importants restent autour des multiples

de f_{PWM} , mais ils sont d'amplitude différente. La machine voit pratiquement des commutations à $2 \cdot f_{PWM}$.

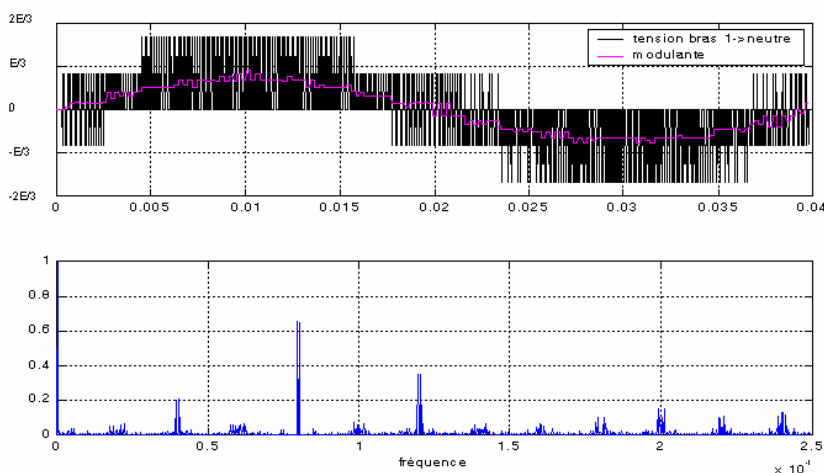


Figure II.6. Tension simple machine et son spectre. Simulation pour $f_{PWM}=4$ kHz, $f_m=25$ Hz ($f_{PWM}/f_m=160$)

4000 Hz	0%
3950, 4050 Hz	22%
7975, 8025 Hz	60%
7925, 8075 Hz	0%
12000 Hz	0 %
11950, 12050 Hz	30%
11900, 12100 Hz	0 %

...

Tableau II.3. Amplitudes des harmoniques les plus importants de V_{IN}

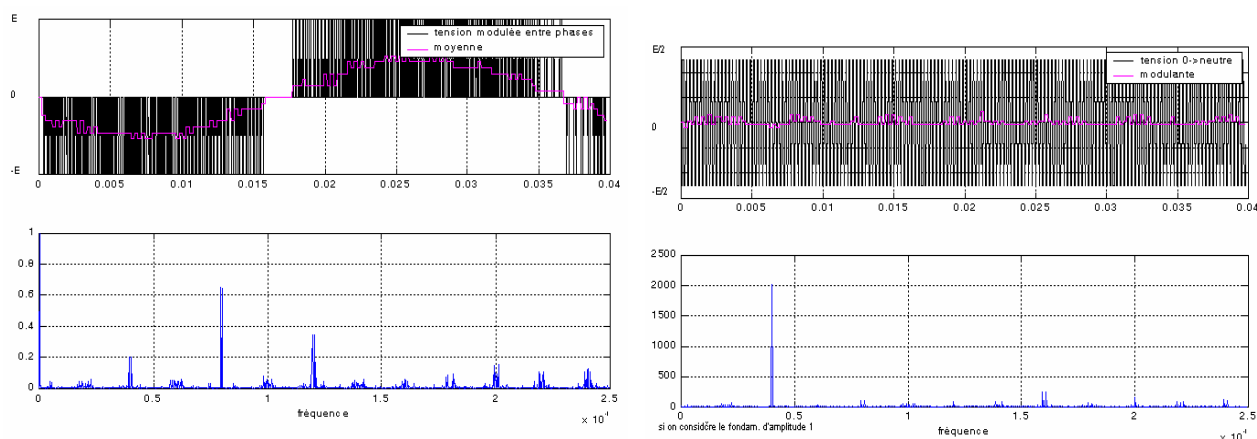


Figure II.7. Tension composée machine et son spectre (gauche) et tension de neutre (droite). Simulation pour $f_{PWM}=4$ kHz, $f_m=25$ Hz ($f_{PWM}/f_m=160$)

Nous remarquons que :

- le spectre des tensions composées donne une idée de celui des tensions V_{in} et vice-versa, car leur comportement est semblable (Figure II.6 et Figure II.7).

- les harmoniques manquant sur le spectre de la tension simple machine V_{iN} par rapport à V_{i0} apparaissent dans la tension V_{N0} , nulle en valeur moyenne sur une grande période (Figure II.7).

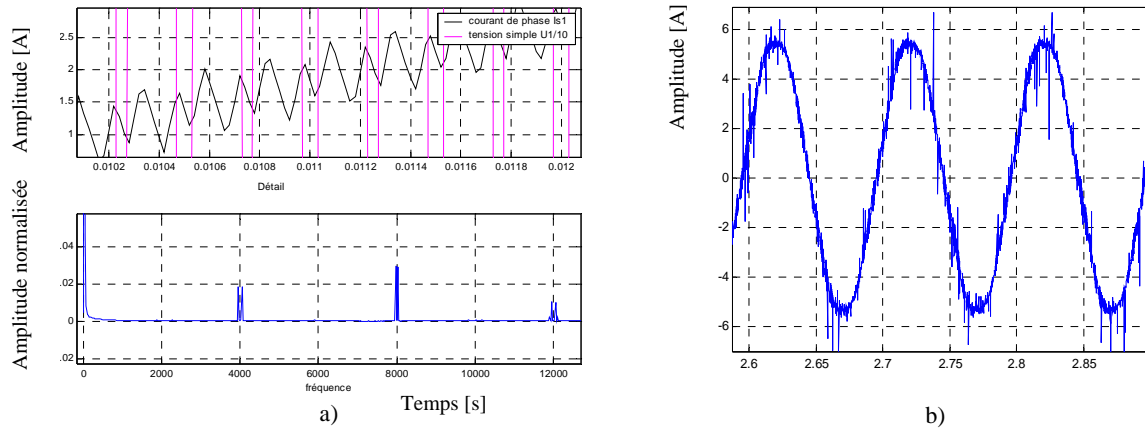


Figure II.8. Courant de ligne moteur. Simulation pour ATB4* (a). Mesure expérimentale sur ATB4 (b)

Pour la MLI régulière [CASADE199], [METZ98], [BOSE90], l'ondulation ou le ripple de courant vaut :

$$(II.8) \quad \Delta I_{\max} = \frac{E}{2\sigma L_s f_{PWM}}$$

Cette équation sera reprise pour une nouvelle méthode MLI appelée FMPWM (section IV.5). Nous observons aussi une variation des ondulations en fonction de la profondeur de modulation ma [CASADE199] :

$$(II.9) \quad \frac{I_{\text{ond crête-crête}}}{\Delta I_{\max}} = \begin{cases} \sqrt{3}\rho \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right), & \text{pour } \rho \leq \frac{2}{3}(\sqrt{3} - 1) \\ \rho, & \text{pour } \rho \geq \frac{2}{3}(\sqrt{3} - 1) \end{cases}$$

Les méthodes d'intégration peuvent introduire de grandes erreurs dans la simulation. L'image de l'ondulation du courant réelle ou simulée peut être retrouvée dans la Figure II.8. La mesure montre aussi d'autres pics de courant qui sont dus au bruit de mesure ou à la longueur du câble entre le variateur et le moteur, comme il sera expliqué dans le chapitre VI.

*Note : les paramètres de tous les moteurs qui se retrouvent dans cette étude sont groupés en Annexe I.

II.3. Synchronisme / asynchronisme

Nous ne donnons dans ce paragraphe que les notions de base sur le synchronisme ou l'asynchronisme dans la MLI.

MLI synchronisée est la MLI échantillonnée où le rapport $\frac{f_{PWM}}{f_m}$ est entier, i.e.

$f_{PWM} = k \cdot f_m$. Il est montré dans [SOURNAC90] que la MLI asynchrone (rapport non-entier) introduit, dans le spectre des tensions composées, des harmoniques supplémentaires

par rapport à la MLI synchronisée. Dans le cas asynchrone où le rapport serait trop petit, des ondulations inadmissibles de couple et de vitesse apparaissent.

Trois fréquences sont importantes dans l'étude du synchronisme :

- la fréquence de la modulante f_m
- la fréquence de la dent de scie (ou fréquence de la MLI) f_{PWM}
- la fréquence d'échantillonnage de la commande $1/T_e$ (lois vectorielles, scalaires etc.).

Des rapports différents entre ces trois fréquences produisent des résultats complètement différents sur le couple, le courant et le contrôle.

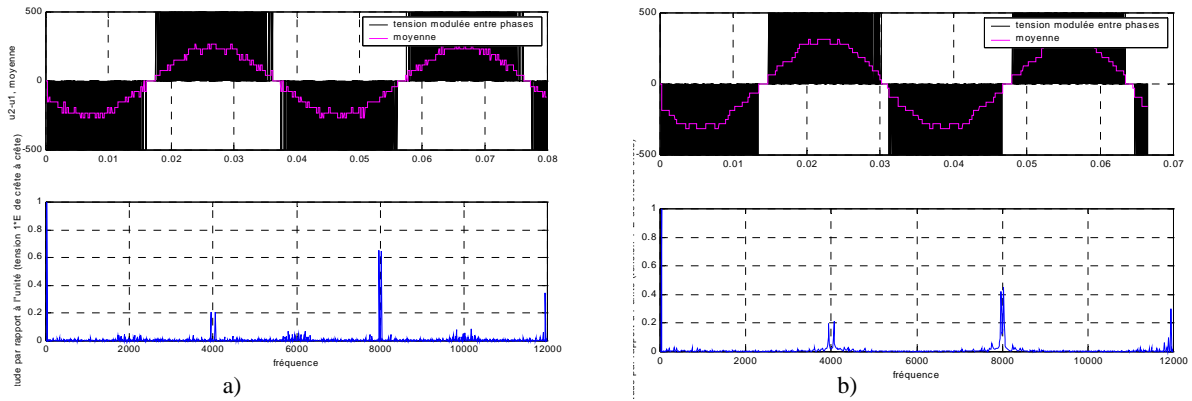


Figure II.9. Résultats de simulation MLI régulière: (a) $f_{PWM}/f_m=4000/25=160$, (b) $4000/30$ (asynchronisme)

Considérons seulement quelques aspects :

- un rapport $\frac{f_{PWM}}{f_m}$ supérieur à 36 (d'après les mesures) assure un fonctionnement

similaire en synchrone et en asynchrone (Figure II.9). Pour des rapports plus faibles, le synchronisme doit être assuré (Figure II.10 et Figure II.11) car l'asynchronisme introduit des perturbations sur le couple et sur la vitesse. Plusieurs méthodes existent, selon les limites matérielles de l'étage MLI : un exemple [SOURNAC90] consiste à imposer successivement plusieurs rapports f_{PWM}/f_m .

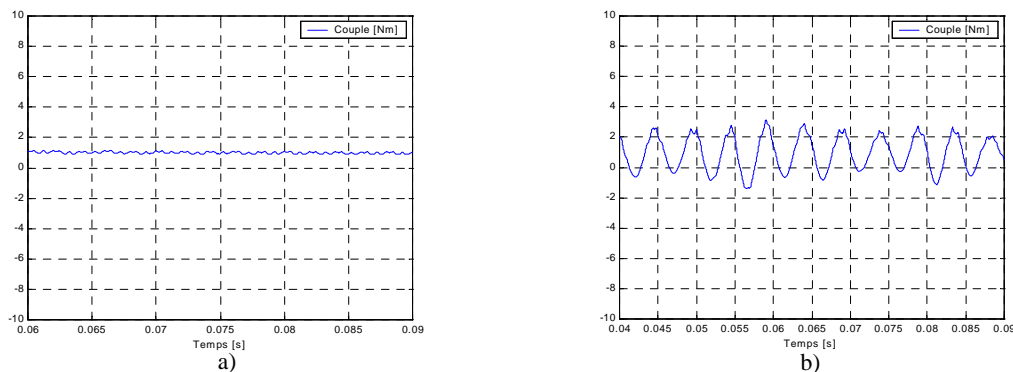


Figure II.10. Résultats de simulation du couple avec MLI régulière: (a) $f_{PWM}/f_m=4000/250=16$, (b) $4000/260$ (asynchronisme) ; $T_e \cdot f_{PWM}=1$

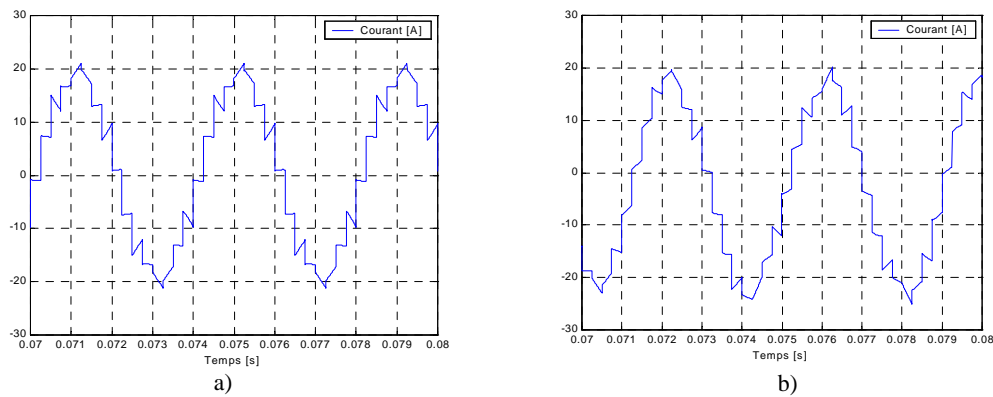


Figure II.11. Résultats de simulation du courant de ligne avec MLI régulière: $f_{PWM}/f_m=4000/250=16$ à gauche et 4000/260 (asynchronisme) à droite ; $T_e \cdot f_{PWM}=1$

- le rapport entre la fréquence d'échantillonnage de la commande ($1/T_e$) et f_{PWM} agit sur l'erreur d'échantillonnage. Une augmentation de ce rapport (Figure II.12) améliore la précision des signaux, car le calcul de la moyenne de tension de référence est actualisé plus souvent.

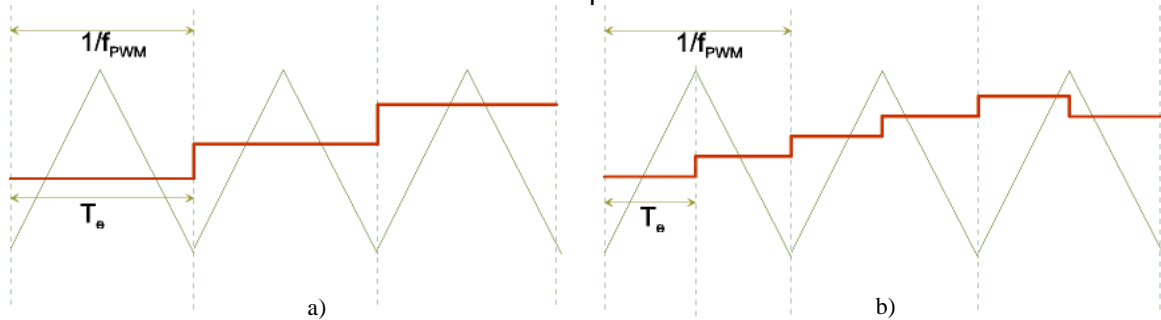


Figure II.12. Rapport entre $1/T_e$ et f_{PWM} de 1 (a) et de 2 (b)

II.4. Modulation / Surmodulation

La surmodulation et, par suite, les zones de linéarité ou de non-linéarité, est reliée à la commande par onde 180° ou pleine onde par rapport à laquelle l'**indice de modulation** m_i est défini.

La tension maximale est obtenue avec un onduleur deux-niveaux pour une commande 180° ou « **six-step** ». Pour un onduleur monophasé (Figure II.13), l'onde « six-step » est indiquée sur la Figure II.14.

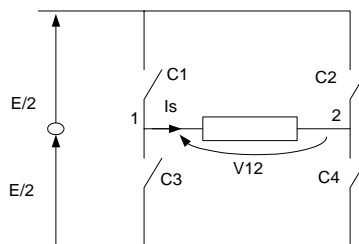


Figure II.13. Onduleur de tension monophasé. Notations

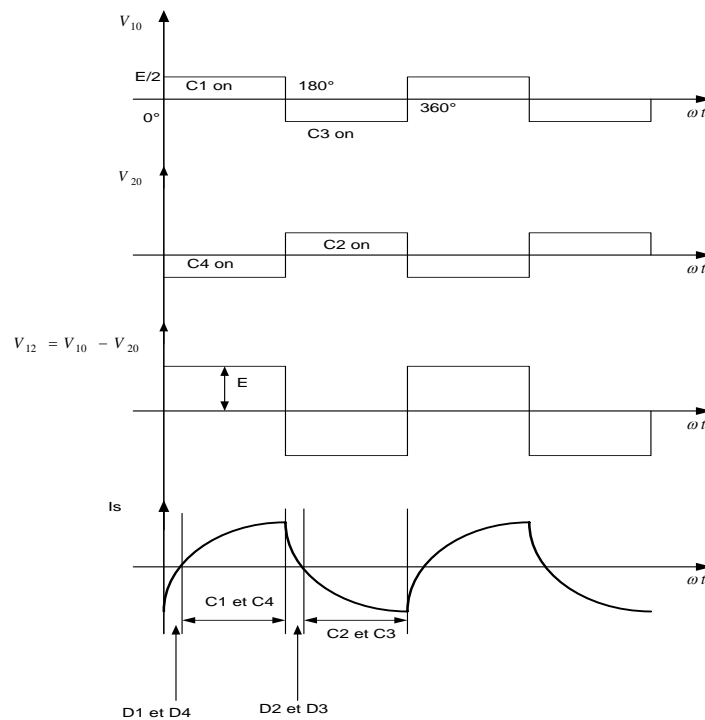


Figure II.14. Onduleur de tension monophasé. Formes d'onde

Pour un onduleur de tension triphasé (Figure II.1), les modes de commande se trouvent dans la Figure II.15.

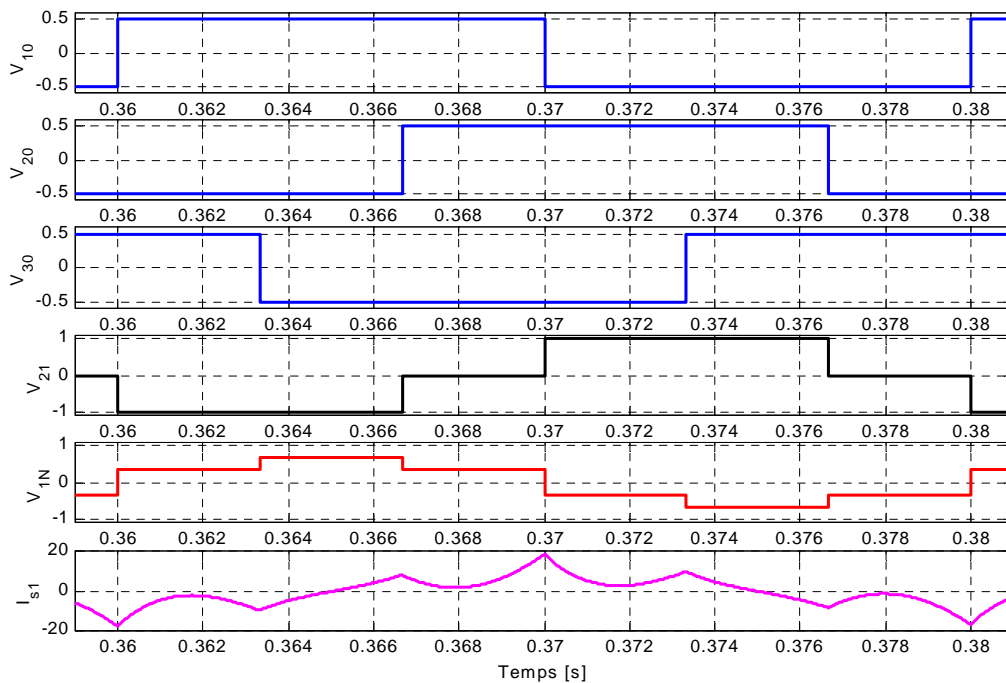


Figure II.15. Commande "six-step" ou « pleine onde » d'un onduleur triphasé

$$(II.10) \quad S_{c_i} = \begin{cases} 1, \frac{2\pi}{3}(i-1) \rightarrow \frac{2\pi}{3}(i-1) + \pi \\ 0, \text{the rest of the period} \end{cases}$$

La valeur maximale du module du vecteur V_{i0} est $\frac{2E}{\pi}$, maximum du fondamental de tension avec un onduleur 2 niveaux, valeur prise comme référence dans le calcul de l'indice de modulation m_i .

$$(II.11) \quad m_i = \frac{V_{\text{fondamental PWM}}}{V_{\text{fondamental six-step}}}$$

Cet indice qui mesure la capacité de l'onduleur de fournir des tensions grandes diffère de l'indice m_a , **la profondeur de modulation** (II.5).

Plus m_i est grand, plus la commande du moteur est performante, car nous pouvons lui appliquer plus de tension en survitesse, mais la qualité de la forme d'onde de tension et de courant est à prendre en compte aussi. Les spectres des tensions V_{10} et V_{1N} (Figure II.16) montrent qu'avec une commande 180° des harmoniques à très basse fréquence apparaissent.

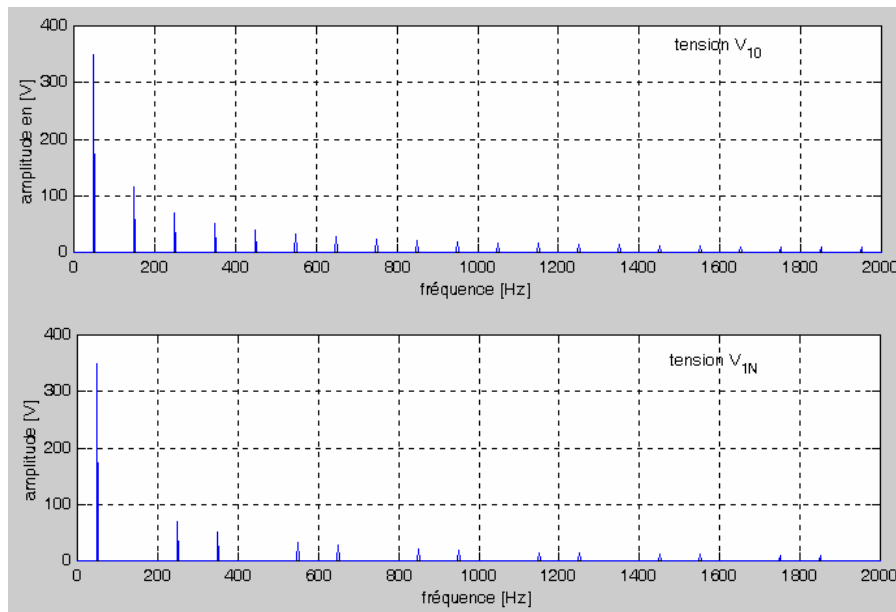


Figure II.16. Spectres d'harmoniques pour l'onde 180° , $E=550V$

Les zones de fonctionnement d'un onduleur 2 niveaux sont représentées (Figure II.17).

Aux zones dans la partie gauche de la figure correspondent des cercles équivalents dans le plan $\alpha\beta$. Ces zones dans le plan $\alpha\beta$ seront explicitées dans la section II.8.

Il faut noter que les vecteurs tournant dans le plan $\alpha\beta$ représentent le fondamental de la tension appliquée à la machine. En instantané, l'hexagone constitue la limite maximale de la tension disponible.

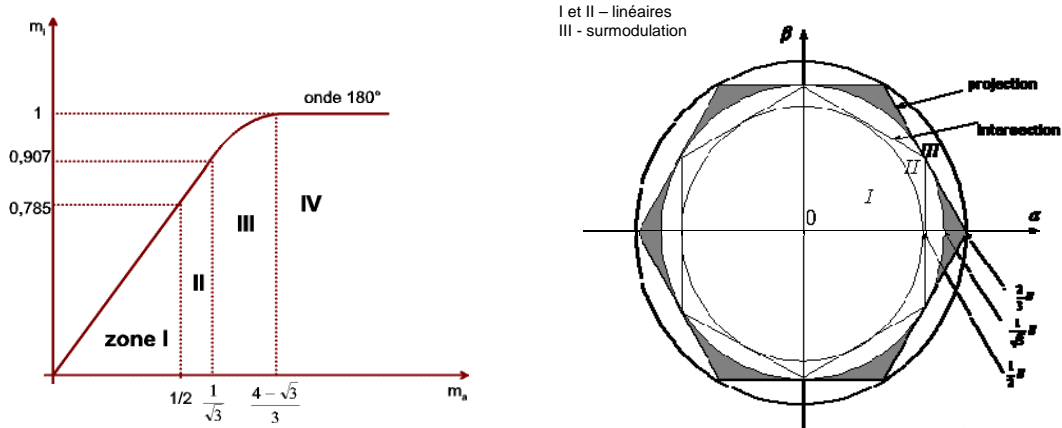


Figure II.17. Zones de modulation et surmodulation d'un onduleur de tension 2N

La zone I : est une zone de linéarité avec une tension de référence sinusoïdale ($m_{a \max} = 1$, $m_{i \max} = 0,785$). Dans cette zone le fondamental de la tension simple onduleur V_{i0} augmente linéairement avec le module de la tension de référence (modulante $V_{i0 \text{ ref}}$). Si une sinusoïde de référence $V_{i0 \text{ ref}}$ dépasse en valeur de crête la moitié de la tension de bus E ($m_a > 1$), le fonctionnement du système n'est plus linéaire. Or $m_a > 1$ correspond à 78% du maximum de tension avec un onduleur de tension deux-niveaux. Pour

$$V_{\text{PWM}} = \frac{1}{2} E, m_i = \frac{(1/2) \cdot E}{2E/\pi} \cong 0,785.$$

La zone II : est l'extension de la zone de linéarité I obtenue en rajoutant l'harmonique 3 et ses multiples (séquence zéro – zero-voltage) à la modulante sinusoïdale. On obtient un fondamental de la tension de référence (modulante) correspondant à $m_{a \max} = 1,1547$. Le module du vecteur tension augmente linéairement en instantané de $E/2$ à $\frac{E}{\sqrt{3}}$.

L'indice de modulation $m_{i \max} = 0,907$. Nous obtenons un gain de 15,47% en profondeur de modulation.

La zone III : est la zone de surmodulation où les caractéristiques des courants et des tensions sont plus mauvaises que dans les zones linéaires. C'est pour cette raison qu'une zone linéaire est préférée à une zone de surmodulation.

La zone IV : est la zone de fonctionnement en onde 180° ou « six-step », fonctionnement qui vient d'être décrit.

Certains auteurs ([FLORICAU99]) donnent plus de précision sur la zone III divisée en deux parties en fonction des références qui peuvent être calculées de manière différente :

- la première partie de la zone est obtenue en augmentant linéairement la tension de référence de $\frac{E}{\sqrt{3}}$ à $\frac{2}{3}E$; m_i augmente alors de manière non-linéaire 0,907 à 0,953.

- dans la deuxième partie de la zone de surmodulation m_i augmente de manière non-linéaire de 0,953 à 1, qui correspond à la valeur maximale de la tension obtenue avec « six-step ». La référence est augmentée de manière linéaire, comme dans le cas de la SVM :

$$(II.12) \quad V_{i0 \text{ ref}}^* = \left(2 - \frac{V_{i0 \text{ ref}}}{\frac{2}{3}E} \right) \cdot E$$

où V_{i0}^* est la nouvelle tension de référence obtenue à partir de la tension $V_{i0_{ref}}$, tension de référence dans la première partie de la zone III.

II.5. Degrés de liberté pour la MLI

La MLI présente plusieurs degrés de liberté utilisables dans le choix de la forme d'onde de tension à appliquer à la machine. Ces degrés de liberté agissent soit au niveau de la période de la MLI, soit au niveau de la fréquence de la modulante. Nous parlons de période de MLI ou *période de découpage* au lieu de période de la porteuse, car la MLI peut être réalisée sans porteuse.

Nous ne considérons ici que l'onduleur de tension 2 niveaux sur une charge équilibrée.

Premier degré

Un premier degré de liberté est le **mouvement de la tension de neutre** ou le « **zero-voltage movement** », entraînant le changement de valeur des tensions V_{10} , V_{20} , V_{30} , par l'ajout d'une même valeur. Ainsi la tension de neutre V_{N0} change :

$$(II.13) \quad V_{i0} = V_{iN} + V_{N0} = V_{iN} + \frac{V_{10} + V_{20} + V_{30}}{3}, \quad i = 1, 2, 3$$

Il convient de rappeler que si la tension du neutre évolue selon un harmonique 3 des tensions simples de l'onduleur, les tensions simples de la machine ne sont pas affectées. Par ailleurs, quelque soit l'évolution de la tension neutre, les tensions composées ne sont jamais modifiées.

Le mouvement du neutre peut donc faire l'objet de l'addition du 3^{ème} harmonique et de ses multiples dans le cas de la MLI triphasée ou la SVM ou de l'addition du 3^{ème} harmonique seul (THIPWM4, THIPWM6). La MLI modulante aléatoire ([SCHNEIDER94]) joue aussi sur ce degré de liberté.

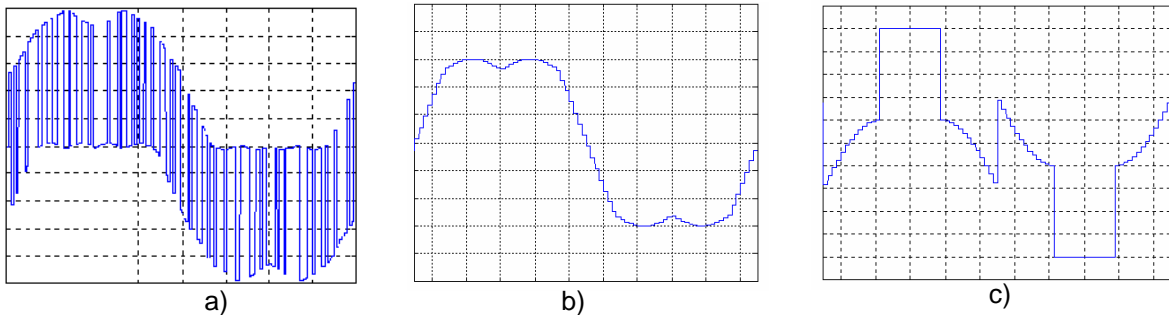


Figure II.18. Différents résultats du mouvement du neutre sur la tension V_{10} : (a) MLI modulante aléatoire, (b) MLI triphasée, (c) DPWM1

Ce degré de liberté est le plus important et donne naissance à un nombre pratiquement illimité de MLI. En fonction du neutre nous faisons une classification des méthodes qu'orientent l'étude principale de cette thèse. Les formes d'onde de modulante (Figure II.18) sont obtenues par mouvement de neutre.

Deuxième degré

Un deuxième degré de liberté est la position de l'impulsion dans une période MLI (donc à la fréquence f_{PWM}). Cela se traduit dans la correspondance modulante / dent de scie, avec des pentes différentes de la dent de scie (Figure II.19).

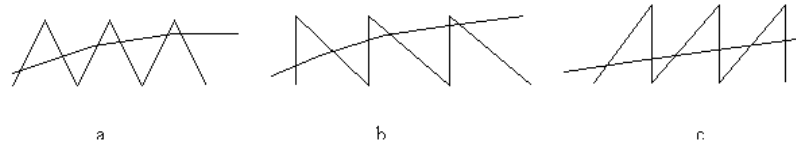


Figure II.19. Les types de porteuses les plus communs

La Figure II.19 (a) présente le type de porteuse de la **MLI symétrique** : le triangle est centré au milieu de la période de MLI. La Figure II.19 (b) présente le type de porteuse à pente ascendante infinie (**leading-edge PWM**) et la Figure II.19 (c), la porteuse à pente descendante infinie (**trailing-edge PWM**). Ces deux dernières correspondent à la **MLI asymétrique**.

La pente de la porteuse amène la naissance d'un groupe de méthodes MLI, comme la méthode MLI à porteuse aléatoire [SCHNEIDER94]. La MLI avec porteuse aléatoire a une méthode équivalente au niveau de la technique DDT : la **RCD** (Random Displacement of the pulse Center) ([BECH2000]).

Toute MLI symétrique donne de meilleurs résultats concernant la qualité d'ondes de sortie (principalement l'ondulation du courant de ligne) que la MLI asymétrique [BROECK88], car la fréquence de commutation sur la tension de ligne moteur est deux fois plus grande que la fréquence réelle de commutation f_{PWM} .

Troisième degré

Un troisième degré de liberté est la fréquence f_{PWM} . Par modification de la fréquence de MLI nous pouvons agir sur beaucoup de critères de qualité de l'entraînement, comme le bruit, les pertes, le TDH etc. Dans la Figure II.20 nous montrons les 3 ordres de commande Sc_i dans le cas d'une MLI à fréquence aléatoire, la même sur les trois bras.

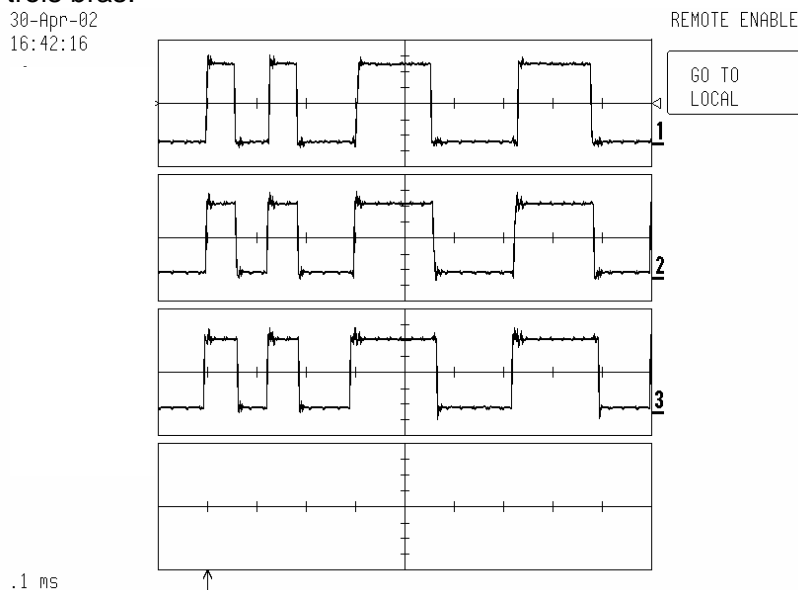


Figure II.20. Ordres de commande pour MLI à fréquence aléatoire

Quatrième degré

Le quatrième degré de liberté concerne le choix de **la commande complémentaire ou non** du Sc_4 par rapport à Sc_1 , de Sc_5 par rapport à Sc_2 ou de Sc_6 par rapport à Sc_3 (Figure II.1). Trois situations de la cellule de commutation peuvent exister (Figure II.21).

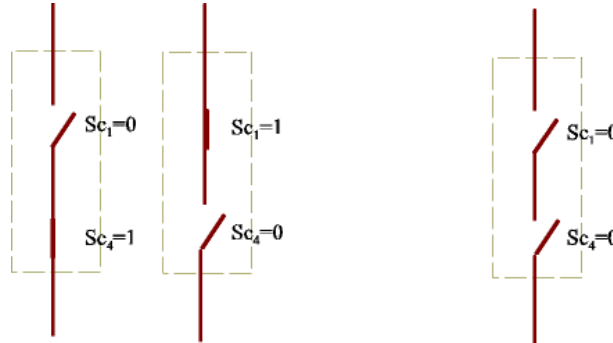


Figure II.21. Quatrième degré de liberté : l'état des interrupteurs

Selon l'existence ou non de la troisième situation de commande, la déconnexion d'une branche (Figure II.21), les résultats peuvent être complètement différents. Une MLI avec les trois situations de commande sera détaillée dans la section IV.6.

II.6. Classification des MLI

Nous présentons plusieurs classifications qui seront expliquées en détail après l'introduction de la représentation algébrique spatiale des méthodes MLI (section II.8).

Une **première classification** est faite en fonction du mouvement de la tension de neutre V_{N0} .

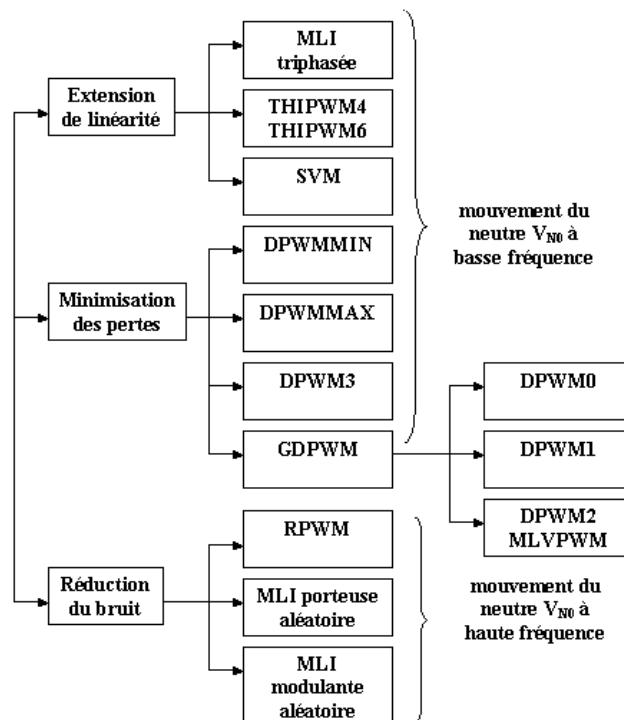


Figure II.22. Première classification des méthodes MLI en fonction du mouvement du neutre

Les études principales de la littérature se sont orientées vers :

- l'extension de la zone de linéarité de l'onduleur, pour étendre en même temps la zone de fonctionnement optimal de la machine électrique
- la réduction des pertes par commutation onduleur, ce qui implique principalement une réduction de la taille du radiateur rattaché à l'onduleur, donc une réduction du coût du variateur
- la diminution du bruit acoustique, très important pour l'élargissement de l'utilisation des variateurs électriques dans des milieux sensibles au bruit.

Presque toutes les nouvelles techniques MLI ont une règle commune : l'utilisation de la tension de mode commun V_{N0} dans le but d'améliorer un des trois points ci-dessus. La classification (Figure II.22) sera explicitée par la suite.

Pour la MLI triphasée, la THIPWM4, la THIPWM6 et la SVM nous obtenons l'extension de linéarité par addition du 3^{ème} harmonique ou du 3^{ème} harmonique et de ses multiples aux tensions de référence $V_{i0 \text{ ref}}$.

Le mouvement du neutre à basse ou à haute fréquence signifie que la valeur de V_{N0} change pendant un temps relatif à des périodes plus ou moins longues.

Sur la Figure II.18 nous voyons une extension de linéarité dans le cas de la MLI triphasée par « mouvement de neutre » à la fréquence de la sinusoïde de référence. Les deux extrema n'affectent pas les tensions simples de la machine et se retrouvent dans la tension de neutre V_{N0} de valeur instantanée non-nulle, mais de valeur moyenne nulle.

On peut expliquer de manière semblable pour les méthodes MLI qui assurent la réduction des pertes (DPWMMIN, DPMMAX, DPWM0,1,2,3, GDPWM, MLVPWM) : le neutre « bouge » à la fréquence de la sinusoïde (Figure II.18, c).

Pour les 3 méthodes aléatoires en vue de la réduction du bruit, le mouvement du neutre est à haute fréquence, i.e. à la fréquence f_{PWM} . C'est le cas de la MLI à modulante aléatoire (Figure II.18, a). Les variations rapides de la modulante sont dues au rajout à chaque période de la dent de scie d'une quantité aléatoire de V_{N0} aux trois références V_{10} , V_{20} , V_{30} .

Une **deuxième classification** prend en compte la réalisation pratique de la MLI (Figure II.23) qui découle de deux méthodes :

- la technique de comparaison d'une modulante et d'une dent de scie (technique appelée aussi intersective)
- la technique directe numérique (DDT – Direct Digital Technique) ou technique sans porteuse.

Ces deux techniques, en principe sans liaison lors de leur découverte, sont basées sur le même principe de modulation et réalisées avec des dispositifs électroniques différents.

Nous démontrons à titre d'exemple l'équivalence entre la SVM (Space Vector Modulation) réalisée par DDT et la MLI triphasée classique, selon la comparaison modulante / dent de scie (section II.8.2).

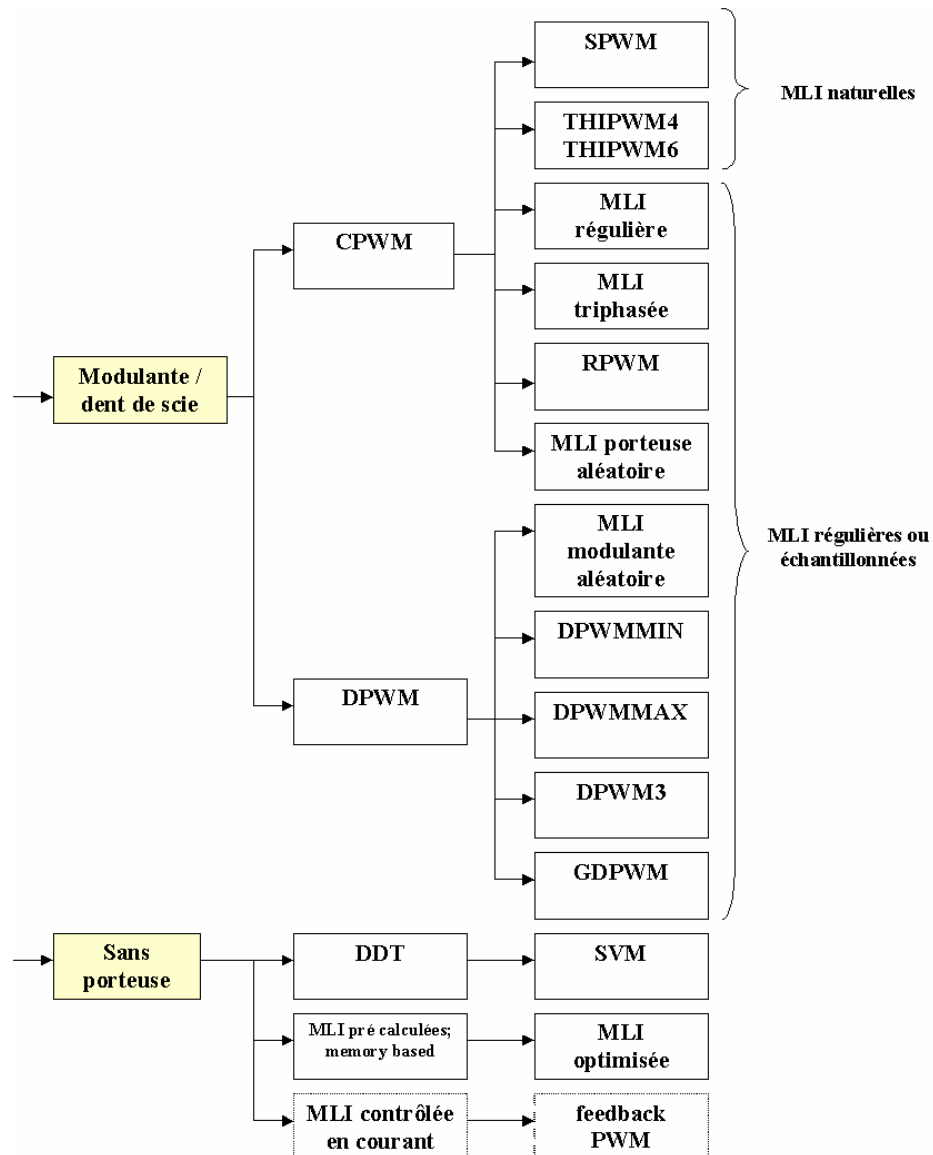


Figure II.23. Classification de la MLI en fonction de la méthode d'implantation

La « MLI contrôlée en courant » [HOLTZ93] ne fait pas l'objet de notre étude, son principe sera donné dans la section II.8.7. La discussion est longue et controversée : pratiquement on parle soit d'un comparateur d'hystérésis, soit d'une technique feedback des sous-harmoniques. Dans le premier cas nous n'avons pas affaire avec une modulation en largeur d'impulsion, mais d'une commande de type « tout ou rien ». Dans le deuxième cas, si nous ne mélangeons pas la commande en soi avec l'étage MLI, comme nous l'avons dit en introduction, il s'agit d'une méthode MLI classique. Pour suivre la tradition de la littérature [HOLTZ93], nous avons cependant classifié la MLI contrôlée en courant parmi les méthodes MLI sans porteuse.

Les techniques MLI naturelles, réalisées de manière analogique par la comparaison modulante / dent de scie n'ont pas d'équivalent au niveau de la technique DDT. Celle-ci contient un échantillonnage discret, tandis que la MLI naturelle n'a pas d'échantillonnage.

De même, pour la MLI pré-calculée, il n'y a de méthode équivalente au niveau de la DDT que dans le cas où la période d'échantillonnage est beaucoup plus petite que la largeur des impulsions introduites entre les angles pré-calculés.

Une méthode MLI spéciale, la modulation $\Delta - \Sigma$ [GARCIA95], [VILAIN95], [UTPologne] peut être classée comme méthode sans porteuse, méthode qui réduit le bruit acoustique. Cependant c'est une méthode hybride entre la commande 'tout ou rien' - dont l'application la plus connue est le DTC (Direct Torque Control) - et la MLI classique.

II.7. Analyse bibliographique préliminaire

II.7.1. La MLI pour réduire les pertes onduleur

La réduction des pertes, dans le cadre de la variation de vitesse, a été traitée depuis longtemps, de plusieurs points de vue :

- la *réduction des pertes de la machine*, liée en général à la qualité des courants imposés par une certaine commande de l'onduleur
- la *réduction des pertes dans l'onduleur* :
 - par commutation
 - par conduction

Les pertes par commutation sont plus grandes que les pertes par conduction, donc leur réduction permet d'atteindre l'objectif en bonne partie. Pendant une période MLI, un des deux IGBTs d'une cellule de commutation et l'une des deux diodes doivent conduire, donc la réduction des pertes par conduction n'est pas essentielle. Cependant, lorsqu'on prend en compte la déconnexion d'un bras de l'onduleur (Figure II.21) le problème est plus complexe.

En raison de l'ampleur du problème, nous traitons principalement la réduction des pertes par commutation, en nous occupant de la qualité de l'ondulation du courant. Nous gardons les pertes machines dans des limites acceptables, sans étudier particulièrement ces dernières.

Pour réduire les pertes par commutation, le plus simple serait de diminuer le nombre de commutations. Ceci est atteignable par le mouvement du neutre entraînant des saturations des tensions de référence onduleur, sans changer les tensions simples V_{iN} .

Dans la littérature, le mouvement du neutre a été bien exploité aussi pour la réduction des pertes onduleur. Les auteurs se sont orientés vers ce qu'on appelle maintenant les méthodes MLI discontinues (DPWM). Il s'agit soit des méthodes symétriques [OGASAWARA89], [ALEXANDER93], [TRZYNADLOWSKI94], [FUKUDA97], [HAVA97], [LIPO98], [HAVA99], [ZARE99], [JACOBINA01] soit des méthodes asymétriques [BROECK91], [BROECK92], [FUKUDA97], [HAVA98].

Pour les méthodes symétriques, les modulantes, non sinusoïdales, sont saturées à $+E/2$ ou $-E/2$ de manière alternative (DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3, MLVPWM, GDPWM) (Figure II.24) tandis que pour les méthodes asymétriques, les modulantes sont saturées soit à $+E/2$, soit à $-E/2$, par une injection de tension continue (DPWMMIN ou DPWMMAX).

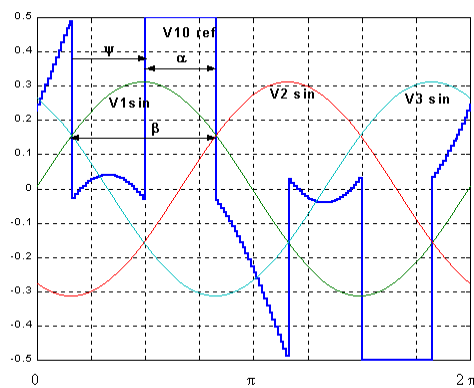


Figure II.24. Notations et exemple de position des saturations dans le cas de la MLI deux-phases symétrique

Même si la MLI discontinue est connue depuis longtemps [DEPENBROCK77], [TANIGUCHI88], les études sur son fonctionnement sont assez récentes.

Ci-dessous nous détaillons et commentons ces méthodes DPWM pour la réduction de pertes, méthodes groupées sous le nom de **méthodes deux-phases**, vu qu'à tout instant une phase ne commute pas. Pour la majorité des méthodes symétriques, les horizons de saturation restant fixes, la réduction des pertes par commutation est optimale seulement pour des fonctionnements très précis. Celle qui fait l'exception et dont la réduction de pertes est maximale est la GDPWM [HAVA98].

Certaines de ces méthodes MLI deux-phases sont déjà proposées par les constructeurs de semiconducteurs ([MITEL], DPWM1 sous le nom de *deadbanded triplen*) ou implantées dans les variateurs de vitesse. Parfois ces méthodes sont vues sous d'autres angles, leur identité étant difficilement reconnue : [DARNELL01] démontre pratiquement le fait que les MLI deux-phases réduisent les courants de fuite, mais il ne les considère pas comme étant des méthodes deux-phases.

Une très grande partie des études de la littérature concerne surtout l'analyse comparative des méthodes DPWM. Les critères de qualité seront détaillés dans le chapitre IV. Quelques autres références présentent des comparaisons des méthodes DPWM entre elles et avec les méthodes « triphasées » : [BROECK88], [HOLTZ92], [MONMASSON97], [CASADEI99].

L'utilisation d'onduleurs à plusieurs niveaux amène aussi à des réductions de pertes.

Vu le nombre limité de degrés de liberté à notre disposition, nos travaux s'orientent sur deux voies :

- l'adaptation d'une stratégie existante de réduction de pertes onduleur à nos besoins, notamment à notre structure matérielle ; elle consistera à choisir une méthode optimale dépendant de plusieurs autres critères comme le bruit acoustique, l'ondulation du courant etc.
- la nouvelle méthode FMPWM issue de la prise en compte du critère de réduction de bruit acoustique en plus du critère de réduction de pertes onduleur. Contrairement aux méthodes DPWM, ce n'est pas le mouvement du neutre qui réduit les commutations, mais la réduction de la fréquence de commutation moyenne f_{PWM} . En même temps le bruit acoustique est réduit et la qualité d'entraînement reste acceptable.

II.7.2. La MLI pour réduire le bruit acoustique

La réduction du bruit acoustique constitue depuis plusieurs années un problème difficile à résoudre. Une grande partie du bruit acoustique de la machine alimentée par un onduleur à MLI a une origine électromagnétique. Comme nous l'avons vu précédemment, le spectre harmonique de la tension simple V_{in} est très riche en harmoniques qui agissent directement sur l'acoustique du moteur. Beaucoup d'études sont parus dans la littérature dans le but de proposer un modèle acoustique du moteur asynchrone, mais généralement sans tenir compte du type de MLI utilisée. Quelques exemples sont : [ZHU94], [TIMAR94], [ASTFALCK97], [WANG97], [WANG99], [LAI99] [DURANTAY2000]. Cependant, même si ces études ne font pas la liaison avec le type d'alimentation, elles sont très utiles pour la compréhension du phénomène de génération du bruit acoustique.

Peu d'études montrent non seulement que des méthodes MLI différentes produisent des bruits acoustiques différents, mais aussi qu'une relation directe existe entre la méthode MLI et le bruit acoustique qu'elle produit [NEY70], [HUBERT2000].

La recherche de réduire le bruit acoustique d'une machine électrique date du début du siècle [FRITZ21]. Elle est antérieure même à l'alimentation de la machine à l'aide de semiconducteurs. Cette vision « machine seule » contribue à la modification de structure de la machine pour réduire le bruit [BENNETT92], démarche plutôt mécanicienne : « nous avons une telle alimentation ; comment concevoir la machine pour un meilleur comportement vis-à-vis du bruit ? ». Une structure optimisée du moteur peut réduire le bruit pour toute méthode MLI utilisée. Dans de nombreux cas la machine est cependant imposée (machine de série) et le seul niveau d'intervention se situe sur l'alimentation donc le choix de la MLI.

La première référence traitant du bruit dans l'association machine asynchrone - convertisseur est [TIMAR77]. L'évolution des travaux sur le bruit a mené même à une normalisation internationale sur le bruit des moteurs ou des ensembles moteur/convertisseur, normalisation souvent contestée et évolutive. Actuellement [FANTON2000] est une bonne référence.

Initié par J.P. Vilain au début des années 80, l'étude des stratégies de modulations MLI en vue de la réduction du bruit a mené à plusieurs solutions groupées sous le titre de **MLI aléatoire**. L'aspect aléatoire concerne 3 des 4 degrés de liberté de la MLI (section II.5) :

- la modulante
- la porteuse
- la fréquence.

Cependant, une des méthodes de réduction du bruit, utilisée par les électroniciens de puissance a longtemps été de travailler à des fréquences f_{PWM} supérieures à 20 kHz. Ainsi, tous les harmoniques du spectre de tension (et/ou de courant) de la machine se déplacent hors du spectre audible humain. Cette méthode, bien que très efficace, amène des pertes de commutation onduleur inadmissibles et des problèmes CEM. Première conséquence, à cause des pertes, la gamme de l'utilisation de cette solution est limitée à 55 kW.

Des MLI aléatoires ont été envisagées. Avec les MLI à fréquences « fixes » le bruit est monochromatique (tonal), plus difficilement supportable par l'être humain. Pour les MLI aléatoires, le spectre d'harmoniques est étalé, donc le bruit est multi-fréquence et

finalement plus supportable par l'oreille pour un niveau global identique. On peut ainsi descendre à des fréquences inférieures à 20 kHz. Le fait d'être supportable ou non est généralement subjectif, avec des références qualitatives dans beaucoup d'études de psycho-acoustique.

Cette estimation de la « qualité » du bruit plutôt que de son amplitude a donné dans la littérature un grand nombre de publications:

- dans le cas de la *MLI à modulante aléatoire* [SCHNEIDER94], [BECH2000], la modulante de référence $V_{i0 \text{ ref}}$ est modifiée de manière aléatoire pour étaler le spectre de la tension V_{iN} ; cette MLI aléatoire est commercialisée dans des variateurs Schneider Electric tel que l'ATV58.
- dans le cas de la *MLI à porteuse aléatoire* [SCHNEIDER94], [HABETLER89], [HABETLER91], [COVIC98], [BECH2000], la porteuse modifiée de manière aléatoire ses pentes, les impulsions MLI résultantes se positionnant de manière aléatoire par rapport au centre de la période de découpage T_{PWM} ; cette MLI aléatoire est commercialisée dans des variateurs Schneider Electric tel que l'ATV66.
- dans le cas de la *MLI à fréquence aléatoire* [LAI99], [LAI99-1], [XU99] ou RPWM (Random PWM), la fréquence f_{PWM} est changée suivant différentes lois de variation aléatoire. Le résultat est semblable : un spectre de tension étalé.

Ces publications sont orientées donc d'un côté vers le choix du degré de liberté pour l'application de la loi aléatoire et, d'un autre côté, vers les caractéristiques de la loi aléatoire utilisée, ce qui offre un éventail de stratégies MLI pratiquement illimité.

Dans la majorité des articles, on considère de manière erronée qu'un spectre étalé diminue le niveau de bruit acoustique. En fait le niveau sonore est le même, mais l'impression acoustique provoquée est celle « de l'écoulement des eaux d'une source ». Ainsi le bruit provoqué par les MLI aléatoires dérange moins que le bruit aigu d'une MLI « fixe ».

Une équipe danoise [BECH96] souligne que les stratégies MLI aléatoires sollicitent toutes les fréquences mécaniques du système étudié et donc leurs résonances. Pour [HUBERT2000] ceci est un défaut inadmissible qui peut provoquer de catastrophes sur des systèmes complexes (véhicules ou chaîne de montage). Cependant aucune catastrophe n'a été signalée dans l'industrie liée à l'utilisation des MLI aléatoires.

Dans cette dernière référence [HUBERT2000] il est proposé une liaison directe entre le spectre de la tension simple machine, les vibrations mécaniques et le bruit acoustique. Cette approche globale très intéressante utilise une modélisation complexe, mais devient presque inexploitable du point de vue électronique.

En conclusion, les solutions actuelles de réduction du bruit acoustique se réduisent à la MLI aléatoire, à l'augmentation de la f_{PWM} et éventuellement la modification de la structure de la machine.

II.7.3. La MLI comme cause des surtensions de la machine

Deux problèmes principaux apparaissent lors de la connexion d'un moteur asynchrone à un variateur de vitesse par un câble long : *les surtensions* et *les courants de fuite*. Ces derniers concernent principalement la CEM. Les surtensions peuvent être fatales pour la machine.

Par *surtension dangereuse*, nous considérons celle qui dépasse deux fois la tension de bus E. Ces surtensions sont dues aux impulsions MLI de petite largeur qui traversent le câble long jusqu'à la machine. Elles dépendent de la méthode de modulation, de la longueur et de la nature du câble, de l'impédance de la machine, du temps de montée des interrupteurs de l'onduleur. Avec les IGBTs utilisés actuellement dans les applications industrielles ce temps de montée est très court.

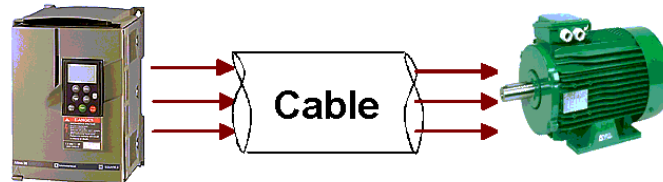


Figure II.25. Système étudié dans le cas du problème des surtensions : variateur, câble, moteur

L'étude des surtensions, dues aux câbles longs, a été effectuée depuis longtemps. C'était celle des réflexions d'onde dans les enroulements [WEED22], [RUDENBERG40]. Cependant les solutions pour les réduire sont assez récentes et presque inexistantes [KERKMAN97], [LEGGATE98].

Dans les années 1920 [WEED22] les chercheurs connaissaient l'existence des surtensions anormales et proposaient des mesures préventives. Dans les années 1940 seulement une analyse rigoureuse a été faite sur la propagation des surtensions dans la ligne d'alimentation et la distribution interne dans les enroulements [RUDENBERG40]. Beaucoup d'études ont été faites sur la distribution des surtensions dans les enroulements de la machine, surtensions qui mènent même à la destruction : [PERSSON92], [SAUNDERS96], [HYPIO97], [MELFI97], [OLLILA97], [LINCOLN2], [STONE2000], [BIDAN01]. Une des conclusions importantes de ces études a été de mettre en évidence la liaison entre les surtensions et les courants de fuite.

L'identification des causes des surtensions dangereuses et des courants de fuite a débuté dans les années '70 et en '80, des résultats significatifs ont été obtenus.

Une analyse approfondie des réflexions d'ondes dans le câble [BUNZEL94], [JOUANNE95], [JOUANNE96] est basée sur la théorie générale des lignes de transmission [ESCANED70], [ESCANED1100].

En même temps, plusieurs modélisations du câble [ESCANED1100], [LEGGATE98], [SURESH99], [LAGONOTTE2000], [MALRAIT01] et du moteur HF [GRANDI97], [BOGLIETTI99], [SCHLEGEL99], [MOREIRA01], [ARNEDO02-1], [ARNEDO02-2], [CAPITANEANU02] sont proposées.

Dans la majorité des études, des hypothèses sur les paramètres provoquant les surtensions dangereuses et une augmentation des courants de fuite à la terre ont été faites et des solutions pour palier ces problèmes ont été trouvées dans les années '90. Les solutions existantes sont réunies en deux groupes :

- une première solution appelée solution « matériel » utilise les *filtres de sortie* ou les *terminators* [MURAI92], [HEMNITZER92], [HIBBARD], [JOUANNE96], [SKIBINSKI96], [SAUNDERS96], [STEINKE97], [GODFROID99], [SWAMY99], [KERKMAN96], [LAFRANCHI2000], [HUPPUNEN2000], [MOREIRA01] etc., solution déjà proposée par les constructeurs [LINCOLN], [SCHAFFNER] etc.
- une deuxième solution « logiciel » consiste à jouer sur la *technique MLI* pour réduire les courants de fuite [CACCIATO99], [LEE99] ou pour réduire les surtensions et, implicitement, les courants de fuite [KERKMAN96].

A la suite de cette recherche de solutions et des causes des surtensions et des courants de fuite [CHEN96], [POMILIO97], [OLLILA97], [CONRATHS99], [PAPAZACHAROPOULOS2000], [KEMPSKI01], c'est seulement en 1996 que [KERKMAN96] fait le point sur les causes et les solutions « matériel » et « logiciel » possibles.

En même temps (après 1994), Schneider Electric lance une campagne de mesures et d'études pour identifier les problèmes dus à l'association des câbles longs et des variateurs de vitesse. Une proposition de modélisation et de simulation des câbles liés au moteur est proposée par ONERA [ONERA2000] lors d'une collaboration dans le cadre de cette thèse. Plusieurs campagnes de mesure, dont les résultats n'ont pas été publiés, ont mené à l'utilisation limitée des filtres L ou RL en sortie du variateur lors de l'utilisation des câbles longs.

Les travaux de la thèse font le point d'une certaine manière sur les solutions « matériel » et « logiciel » existantes, en essayant d'optimiser et d'améliorer le fonctionnement du système variateur / câble long / moteur.

L'étude sera donc orientée dans deux directions :

- la solution « logiciel » avec des algorithmes de réduction des surtensions dangereuses. Cette solution réduit également les courants de fuite, montrant que ces deux problèmes sont toujours concomitants ;
- la solution « matériel » qui mène à la proposition d'un filtre de sortie sinusoïdale.

II.8. Généralisation : représentation algébrique spatiale de la MLI

Après les principes de base de la MLI, présentés dans les sections ci-dessus, notamment la section II.2 et les classifications dans la section II.6, nous proposons une sorte de synthèse mathématique pour la MLI avec un onduleur de tension deux-niveaux. Elle pourra facilement être étendue aux convertisseurs de tension multiniveaux ou de courant, avec les modifications correspondantes.

La représentation complexe spatiale de l'onduleur de tension a été proposée dans des travaux précédents [SEIXAS88], [MONMASSON97]. Elle est basée sur la représentation des tensions dans le plan $\alpha\beta$. La représentation sur une troisième dimension pour tenir compte de la tension de neutre V_{N0} est propre au laboratoire LEEI. Elle donne naissance à un nombre presque illimité de MLI.

Cette idée a été reprise et développée ici pour une présentation pédagogique simple valable pour toute méthode MLI.

II.8.1. Modèle

Pour une image plus précise du système étudié, nous explicitons la Figure 1 par la Figure II.26.

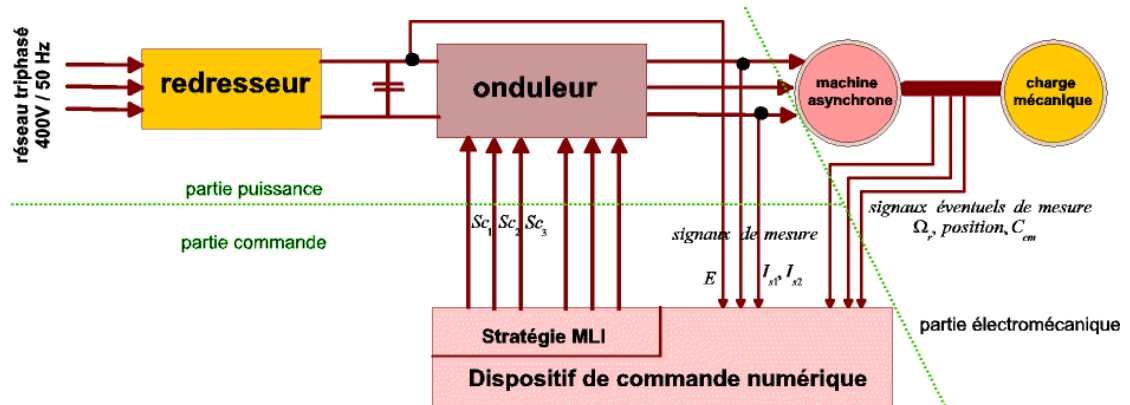


Figure II.26. Schéma général du système variateur + machine

L'étage MLI de la Figure 1 est formé par la « stratégie MLI » rajoutée à l'onduleur de la partie puissance de la Figure II.26. Le système étudié se divise en trois parties :

- la *commande* du moteur qui gère l'état de la machine, ainsi que tous les ordres de sécurité du fonctionnement. Nos travaux interviennent toujours dans cette partie en changeant ou en rajoutant des algorithmes sur les stratégies MLI
- la *puissance* grâce à laquelle le moteur est entraîné
- la *partie électromécanique* constituée par la machine asynchrone et sa charge.

Les variateurs Schneider actuels disposent de trois mesures, deux courants de ligne et la tension de bus E. La position du rotor est utilisée dans certains cas. Nous travaillons sur cette structure sans la modifier, sauf dans le dernier chapitre de ce rapport. En effet un retour tension peut être envisagé pour la régulation d'un filtre sinusoïdal en sortie.

L'onduleur est détaillé sur la Figure II.1.

La technique SVM ([BROECK88], [CASADEI99]) est une nouvelle méthode de modulation avec des performances de linéarité et des propriétés spectrales meilleures. Elle est à l'origine de la représentation complexe planaire des tensions de l'onduleur.

Toute tension neutre V_{N0} , ajoutée également aux trois tensions onduleur V_{i0} , n'a pas d'impact sur les tensions de ligne machine V_{in} . Cette quantité ne crée qu'un « mouvement de neutre » quand le point neutre N est isolé, comme dans la majorité des applications industrielles.

Si nous voulons faire une représentation complexe de la tension de neutre V_{N0} , il faut étendre le modèle planaire complexe de l'onduleur à une troisième dimension.

Comme il a été montré déjà dans la section II.2, avec un onduleur 2N on peut obtenir deux niveaux de tension simple onduleur V_{i0} : $+E/2$ ou $-E/2$. (II.2) peut être écrite sous forme matricielle :

$$(II.14) \quad \begin{cases} V_{10} = \frac{E}{2} (2 \cdot Sc_1 - 1) \\ V_{20} = \frac{E}{2} (2 \cdot Sc_2 - 1) \\ V_{30} = \frac{E}{2} (2 \cdot Sc_3 - 1) \end{cases} \Rightarrow \begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = E \cdot \begin{pmatrix} Sc_1 \\ Sc_2 \\ Sc_3 \end{pmatrix} - E \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

De plus :

$$(II.15) \quad \begin{cases} V_{1N} = V_{10} - V_{NO} \\ V_{2N} = V_{20} - V_{NO} \\ V_{3N} = V_{30} - V_{NO} \end{cases} \Rightarrow V_{NO} = \frac{V_{10} + V_{20} + V_{30}}{3}$$

où :

$$(II.16) \quad V_{1N} + V_{2N} + V_{3N} = 0, \text{ car le système triphasé est équilibré.}$$

De (II.2) et (II.3) nous obtenons :

$$(II.17) \quad a_i[k] = \frac{1}{2} + \frac{V_{i0 \text{ ref}}[k]}{E}$$

si nous considérons le rapport cyclique :

$$(II.18) \quad a_i = \frac{Ti[k]}{T_e}.$$

De (II.14) et (II.15) il résulte :

$$(II.19) \quad \begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sc_1 \\ Sc_2 \\ Sc_3 \end{bmatrix}$$

Donc :

$$(II.20) \quad \begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{bmatrix}$$

La forme complexe de la tension moteur est donnée par :

$$(II.21) \quad V_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} = \frac{2}{3} \cdot [V_{1N} + V_{2N} \cdot a + V_{3N} \cdot a^2], \quad a = e^{j(2\pi/3)}$$

$V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont les projections de \vec{V}_s dans un système fixe $\alpha\beta$. V_{1N} , V_{2N} , V_{3N} sont les coordonnées du vecteur \vec{V}_s dans la base non-orthogonale $(\mathbf{1} \text{ } a \text{ } a^2)$. La transformation à amplitude constante (II.21) est appelée **transformation Park amplitude** ou simplement **Park amplitude**.

De même, nous pouvons définir :

$$(II.22) \quad V_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [V_{1N} + V_{2N} \cdot a + V_{3N} \cdot a^2], \quad a = e^{j(2\pi/3)}$$

qui est la **transformation Park puissance**, lors de la transformation d'un repère triphasé vers un repère biphasé.

L'onduleur de tension 2N est représenté par 8 configurations différentes d'interrupteurs. La configuration $Sc_1=0, Sc_2=0, Sc_3=0$ (000) produit une tension nulle au niveau moteur ($V_s=0$). Nous allons noter $\vec{V}_s = \vec{V}_0$ pour cette configuration.

De (II.2) et (II.20) nous avons :

$$V_1(100) = \frac{2}{3} E$$

parce que :

$$V_{1N} = \frac{2}{3} E, V_{2N} = -\frac{1}{3} E, V_{3N} = -\frac{1}{3} E$$

Nous pouvons vérifier la conservation d'amplitude dans (II.21):

$$(II.23) \quad V_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} = \frac{2}{3} E \cdot \left[\frac{2}{3} - \frac{1}{3} \cdot a - \frac{1}{3} \cdot a^2 \right] = \frac{2}{3} E$$

Donc: $V_s = V_1$. La conservation de l'amplitude se voit dans l'égalité des modules. Pour mieux visualiser ce que \vec{V}_1 (100) signifie de manière pratique, nous représentons dans la Figure II.27 les positions des interrupteurs dans ce cas de figure.

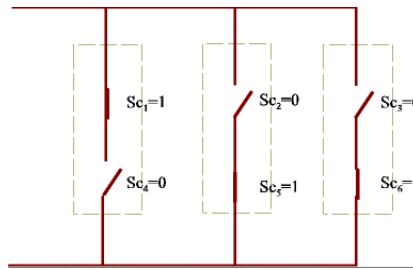


Figure II.27. Exemple de l'état des interrupteurs dans le cas du vecteur de tension active

\vec{V}_1

Les autres configurations sont : \vec{V}_2 (110), \vec{V}_3 (010), \vec{V}_4 (011), \vec{V}_5 (001), \vec{V}_6 (101), \vec{V}_7 (111). Les vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont appelés **vecteurs zéro** ou **séquences de tension nulle** tandis que les autres sont des vecteurs de **tension active**.

Le plan complexe $\alpha\beta$

Ces séquences sont représentées dans repère fixe biphase d'axes $\alpha\beta$ (Figure II.28), ainsi que l'hexagone bien connu des tensions atteignables par un onduleur deux-niveaux. Pour mieux comprendre la représentation de la Figure II.28 nous allons expliquer que par exemple dans le cas de \vec{V}_1 (100), de (II.23) nous obtenons :

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} E, V_{s\beta} = 0$$

donc les coordonnées de \vec{V}_1 dans le plan complexe sont : $(2/3 E, 0)$.

Il est vrai que lorsqu'on veut étudier les tensions machine V_{iN} , cette représentation est suffisante, mais lorsqu'on prend en compte la tension de neutre, donc lorsqu'on veut parler des tensions onduleur V_{i0} , on voit que les vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 se confondent. Leur représentation est l'origine 0 de la Figure II.28.

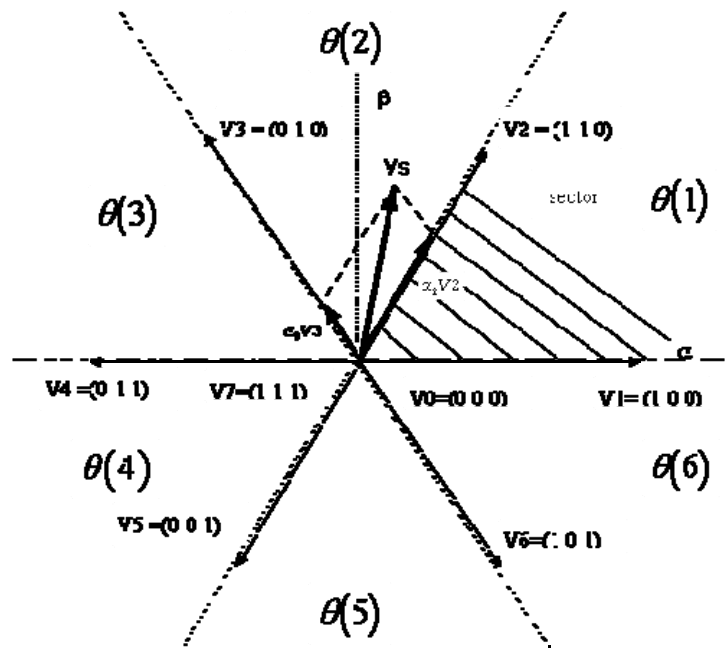


Figure II.28. Représentation complexe planaire d'un onduleur de tension 2N

Pour prendre en compte la tension homopolaire, nous choisissons un **espace complexe**. Les vecteurs $\vec{V0}(000)$ et $\vec{V7}(111)$ ne se confondent plus, mais ils sont orthogonaux au plan $\alpha\beta$ défini par les 6 autres vecteurs. $\vec{V0}$ et $\vec{V7}$ donnent la direction de l'axe $\vec{0z}$ du repère tridimensionnel $\alpha\beta z$.

Nous décomposons le vecteur $\vec{V_s}$ sur une base orthogonale tridimensionnelle.

L'espace complexe

Considérons un repère orthogonal **abc**. Les coordonnées de V_{iN} et V_{i0} dans les différents repères d'axes sont données dans le Tableau II.4. Les deux repères orthogonaux triphasés **abc** et $\alpha\beta z$, ainsi que la position des vecteurs tension de l'onduleur 2N avec la transformation de « Park puissance » sont représentés sur la Figure II.29.

Les valeurs des axes sont des valeurs normalisées des tensions par rapport à la tension de bus E. Le plan horizontal $\alpha\beta$ est remplacé par le plan **ab**. Les tensions en 3D sont les tensions V_{i0} , $i=1,2,3$, tandis que les tensions sur $\alpha\beta$ sont les tensions V_{iN} , $i=1,2,3$. Les coordonnées des vecteurs en « Park puissance » et en « Park amplitude » sont comparées dans le Tableau II.4.

Les raisons du choix du repère **abc** seront expliquées par la suite. Les projections des vecteurs $\vec{V0}$, $\vec{V1}$..., $\vec{V7}$ dans la base **abc** sont les valeurs réelles des tensions (II.2). \vec{V}_{10} est la projection de $\vec{V_s}$ sur l'axe $\vec{0a}$, \vec{V}_{20} est la projection de $\vec{V_s}$ sur l'axe $\vec{0b}$ et \vec{V}_{30} est la projection de $\vec{V_s}$ sur l'axe $\vec{0c}$ (Tableau II.4)

	Sc1	Sc2	Sc3	V10	V20	V30	V1N	V2N	V3N	V10	V20	V30	V10	V20	V30
				repère abc			plan $\alpha\beta$			repère $\alpha\beta z$ (Park amplitude)			repère $\alpha\beta z$ (Park puissance)		
V0	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E\sqrt{3}}{2}$
V1	1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	$-\frac{E}{6}$	$E\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{E}{2\sqrt{3}}$
V2	1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\frac{E}{6}$	$E\frac{1}{\sqrt{6}}$	$E\frac{1}{\sqrt{2}}$	$E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V3	0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$E\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{E}{2\sqrt{3}}$
V4	0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	0	$E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V5	0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{E}{2\sqrt{3}}$
V6	1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\frac{E}{6}$	$E\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V7	1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\frac{E}{2}$	0	0	$E\frac{\sqrt{3}}{2}$

Tableau II.4. Coordonnées des vecteurs dans le plan et dans l'espace

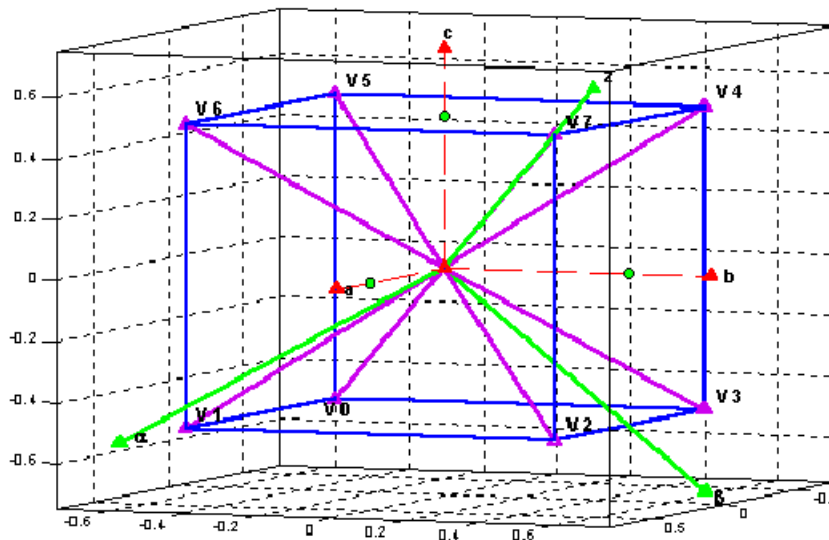


Figure II.29. Représentation dans l'espace complexe des vecteurs de « Park puissance » ; repères abc et $\alpha\beta z$

Le plan **ab** est pris comme plan horizontal car il est l'image de ce qu'on obtient réellement avec l'onduleur 2N. Les extrémités des vecteurs $\vec{V0}$, $\vec{V1}$..., $\vec{V7}$ sont les sommets d'un cube.

Les coordonnées des vecteurs $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7$ exprimées en tensions onduleur (V_{10}, V_{20}, V_{30}) dans le repère $\alpha\beta z$ sont obtenues par la **multiplication naturelle** des coordonnées dans le repère **abc** et de la matrice Concordia de changement de repère :

$$(II.24) \quad X_{\alpha\beta z} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} X_{abc}$$

La signification des vecteurs $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7$ est maintenant différente dans l'espace et dans le plan : dans l'espace $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7$ sont les tensions réelles qui peuvent être mesurées sur l'onduleur (combinaison linéaire de V_{i0}), tandis que dans le plan $\alpha\beta$, $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7$ sont des positions du vecteur machine \vec{V}_s (II.22). Dans le plan complexe, on parle des tensions simples machine V_{iN} et dans l'espace complexe, on parle de tensions simples onduleur V_{i0} . Ainsi toute la tension disponible dans l'onduleur n'est pas utilisée par la machine, mais seulement sa projection dans le plan.

La différence entre « Park puissance » et « Park amplitude » correspond à un coefficient de $\sqrt{2/3}$, de telle manière que pour « Park amplitude » :

$$(II.25) \quad X_{\alpha\beta z} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \sqrt{2/3} X_{abc}$$

Dans cette transformation la conservation de l'amplitude n'est pas assurée selon l'axe $\vec{0}_z$. En effet cette matrice de rotation est utilisée au niveau du plan seulement, car concerne en priorité les tensions machine. Si nous voulons conserver l'amplitude de la tension de neutre V_{N0} , nous devons étendre la transformation de Park à l'axe $\vec{0}_z$:

$$(II.26) \quad X_{\alpha\beta z} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} X_{abc}$$

Ceci assure à la composante sur $\vec{0}_z$:

$$(II.27) \quad V_{N0} = \frac{V_{10} + V_{20} + V_{30}}{3}$$

l'amplitude naturelle (II.15).

Les vecteurs onduleur en « Park amplitude » sont obtenus par rotation des coordonnées selon $\alpha\beta$ (II.21) et de la coordonnée naturelle (II.15). Cette rotation est rapportée au repère **abc** en multipliant les coordonnées des vecteurs dans $\alpha\beta z$ par l'inverse de la matrice de rotation (II.25).

De manière inverse, les coordonnées de $\vec{V}_0, \vec{V}_1 \dots, \vec{V}_7$ sur $\vec{0\alpha}$ et $\vec{0\beta}$ (V_{10}, V_{20}, V_{30}) en « Park amplitude » sont les projections sur un système de 2 axes, des vecteurs $\vec{V}_0, \vec{V}_1 \dots, \vec{V}_7$ représentant les tensions machine (V_{1N}, V_{2N}, V_{3N}) dans un plan.

La représentation spatiale de « Park amplitude » donne un parallélogramme inclus dans le cube de « Park puissance » (Figure II.30).

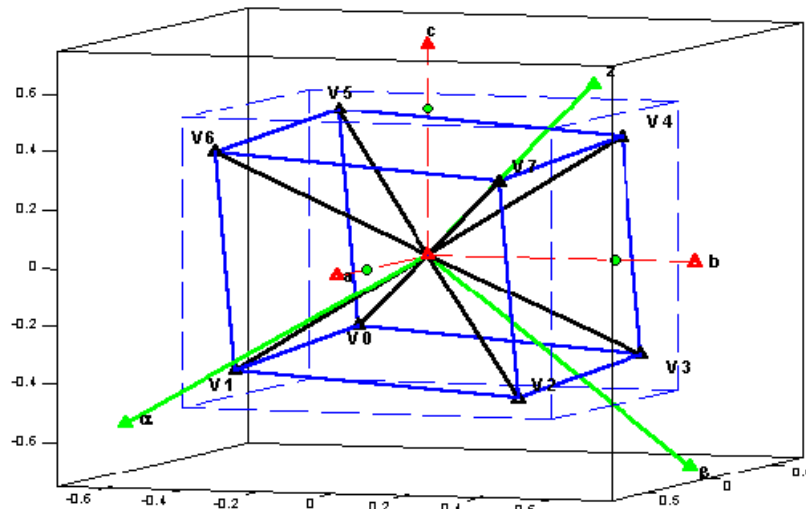


Figure II.30. Représentation spatiale de « Park amplitude »

Les tensions V_{iN} , $i=1,2,3$ dans $\alpha\beta z$ (II.20) sont les tensions vues par la machine.

La représentation graphique « Park amplitude » est moins facile à exploiter que « Park puissance ». Par contre, « Park amplitude » est plus adapté pour la conception de l'algorithme de commande de la machine, car on a accès directement aux grandeurs réelles.

Nous projetons le parallélogramme « Park amplitude » et le cube « Park puissance » de l'espace complexe dans le plan $\alpha\beta$ complexe. Nous retrouvons alors la représentation classique (Figure II.28) avec le rapport de $\sqrt{2}/3$ entre les valeurs de l'hexagone intérieur (« Park amplitude ») et l'hexagone extérieur (« Park puissance ») (Figure II.31).

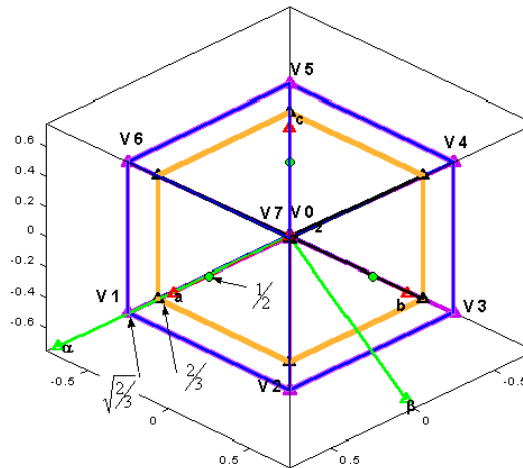


Figure II.31. « Park amplitude » et « Park puissance » représentés dans le plan complexe $\alpha\beta$

En conclusion, les projections des vecteurs de tension dans le plan $\alpha\beta$ sont les tensions machine V_{IN} que nous pouvons obtenir de manière naturelle avec l'onduleur de tension 2N. Les axes $\vec{0a}$, $\vec{0b}$ et $\vec{0c}$ du repère **abc** correspondent aux directions de \vec{V}_{1N} et, respectivement, \vec{V}_{2N} , \vec{V}_{3N} . Si nous voulons par exemple trouver les coordonnées de

\vec{V}_1 comme équivalentes des composantes réelles du vecteur:

$$\vec{V}_s(\vec{V}_{1N}, \vec{V}_{2N}, \vec{V}_{3N}) = \vec{V}_1,$$

nous allons obtenir :

$$(2E/3, -E/3, -E/3)$$

par projection des coordonnées en $\alpha\beta$:

$$(2/3E, 0) \text{ ou } (\sqrt{2/3}E, 0)$$

dans le plan complexe donnée par la base non-orthogonale $(\vec{V}_{1N}, \vec{V}_{2N}, \vec{V}_{3N})$ - (II.24) ou (II.26).

Ainsi, la nouveauté introduite par la **MLI vectorielle** [SEIXAS88] se résume au fait que « **nous imposons les tensions simples machine par les tensions simples onduleur** ». Les tensions machine sont les seules tensions utiles. On introduit V_{NO} comme un degré de liberté.

La théorie de la MLI vectorielle permet d'expliquer le fonctionnement de l'onduleur. Si nous voulons imposer certaines tensions sur les enroulements de la machine, les tensions de l'onduleur peuvent être calculées de plusieurs façons en utilisant le degré de liberté V_{NO} .

Selon la valeur de la tension neutre V_{NO} , les commandes Sc_1 , Sc_2 et Sc_3 ne sont pas uniques pour une tension machine donnée, d'où la multitude des stratégies MLI. Nous considérons ci-après quelques exemples, les interprétant du point de vue « espace complexe ».

II.8.2. La MLI triphasée

Dans la MLI triphasée, utilisée initialement sous le nom de MLI vectorielle ou de MLI algébrique [SEIXAS88], [MONMASSON97], on impose :

$$(II.28) \quad V_{i0 \text{ ref}} = V_{i0}$$

où V_{i0} est déduit des tensions machine V_{1N} , V_{2N} et V_{3N} .

Dans le cas de la SPWM [SCHÖNUNG64], on impose directement :

$$(II.29) \quad V_{i0 \text{ ref}} = V_{iN}$$

Pour la MLI vectorielle, nous pouvons appliquer un vecteur situé dans le cube complexe de telle manière que les projections dans le plan $\alpha\beta$ soient les tensions V_{iN} désirées.

En conséquence, le vecteur \vec{V}_s pourra se situer dans le cube de telle manière que sa projection dans le plan $\alpha\beta$ puisse dépasser l'intersection du plan avec le cube. La projection pourra être soit à l'intérieur de l'hexagone (Figure II.28), soit à l'extérieur, dans les limites de la projection du cube sur le plan $\alpha\beta$ (Figure II.17 et Figure II.32).

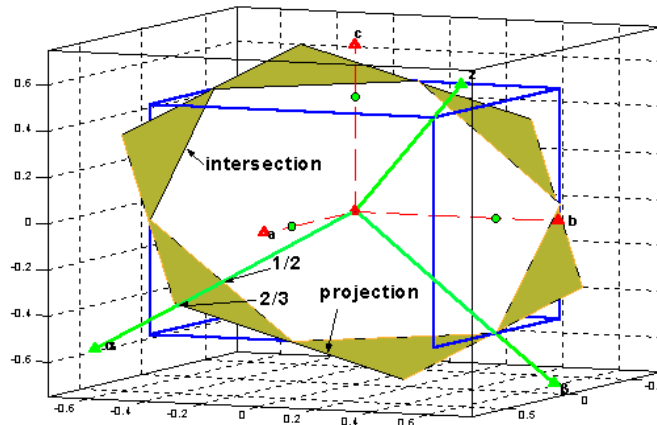


Figure II.32. Extension de linéarité ; perspective 3D

La zone I (Figure II.17) inclut les trajectoires possibles pour \vec{V}_s dans le cas de la SPWM ou de la MLI régulière (section II.2). La zone II est une extension de linéarité qu'on peut avoir en utilisant une représentation tridimensionnelle du vecteur \vec{V}_s .

La zone hachurée (Figure II.32) représente un gain de 15,47 % en indice de modulation. Elle ne peut donc être obtenue qu'en projetant \vec{V}_{N0} à l'extérieur du plan $\alpha\beta$ (II.28) et correspond à la zone II (Figure II.17). Comme la matrice **A** (II.20) n'est pas inversible, la solution de l'équation :

$$(II.30) \quad V_{i0} = f(V_{iN})$$

n'est pas unique.

Donc le calcul des ordres de commande des interrupteurs Sc_1 , Sc_2 et Sc_3 n'est pas unique et une contrainte supplémentaire est nécessaire pour la résolution de l'équation matricielle :

$$(II.31) \quad \begin{bmatrix} Sc_1 \\ Sc_2 \\ Sc_3 \end{bmatrix} = f \left(\begin{bmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \end{bmatrix} \right)$$

Le principe de base de la méthode est expliqué par le graphe informationnel (Figure II.33).

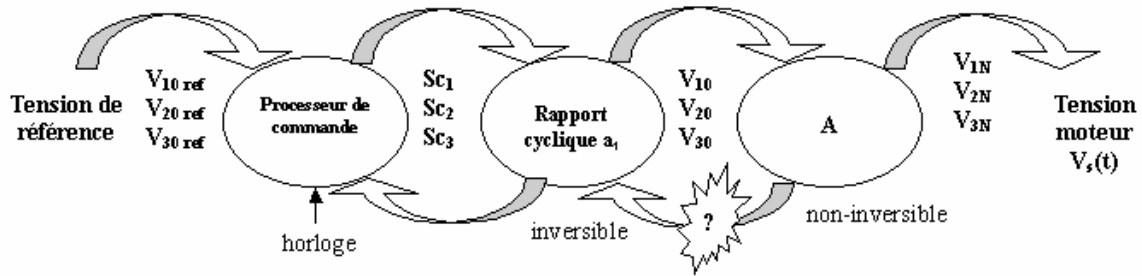


Figure II.33. Graphe informationnel du principe général de la MLI

La première partie du graphe représente le processus de modulation de la MLI naturelle ou régulière : $V_{i0 \text{ ref}}$ sont obtenues en négligeant le processus A. La deuxième partie du graphe montre l'impossibilité de chercher le processus inverse A^{-1} dans le cas d'une MLI triphasée. Pour cette raison, il faut choisir **un** processus de retour parmi l'infinité des solutions existantes. Ainsi, on peut imposer les ordres Sc_i de manière unique et on peut obtenir de manière unique V_{iN} souhaitées.

Pour la SPWM, les tensions $V_{i0 \text{ ref}}$ sont obtenues en appliquant des durées égales de tension nulle V_0 et V_7 , dans une même période d'échantillonnage $1/f_{\text{PWM}}$. Le vecteur de référence, créé par ses trois composantes $V_{i0 \text{ ref}}$, ne peut se situer que dans le plan $\alpha\beta$ car $V_{N0}=0$. Le vecteur \vec{V}_s sera imposé directement dans le plan $\alpha\beta$ de la machine.

L'infinité des solutions de la MLI algébrique résulte de la possibilité infinie de faire bouger le repère **abc** sur l'axe \vec{Oz} (Figure II.29). Ce mouvement déforme l'intersection du cube avec le plan $\alpha\beta$ d'un hexagone vers un triangle.

Pour la MLI triphasée, le choix le plus utilisé dans l'industrie est d'appliquer soit plus de tension nulle $V_0(000)$, soit plus de $V_7(111)$ pendant une période MLI (Figure II.34).

Cette tension supplémentaire est égale à la moitié de la tension médiane du moteur définie comme suit (Figure II.35):

$$(II.32) \quad \text{si } V_{aN} \leq V_{bN} \leq V_{cN}, \quad a, b, c = 1, 2, 3, \\ V_{\text{medium}} = V_{bN}$$

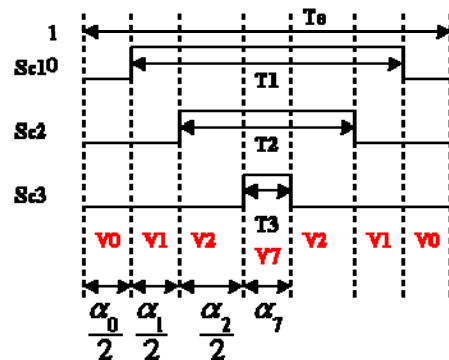


Figure II.34. Ordres de commande pour une MLI symétrique; notations pour SVM

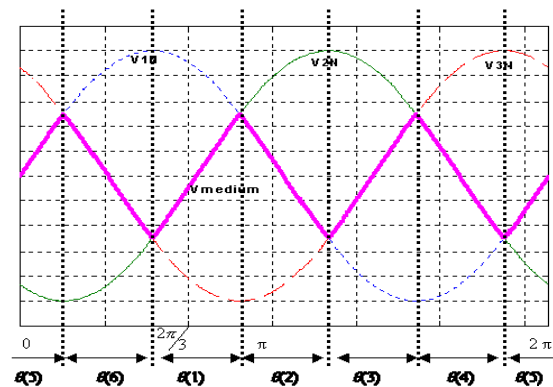


Figure II.35. Tension médiane V_{medium} dans le cas d'un système triphasé

Cette tension médiane est constituée du troisième harmonique de la sinusoïde V_{in} et de ses multiples impairs. Ceci est illustré (Figure II.36) pour un fonctionnement à 25 Hz suivant une loi U/f.

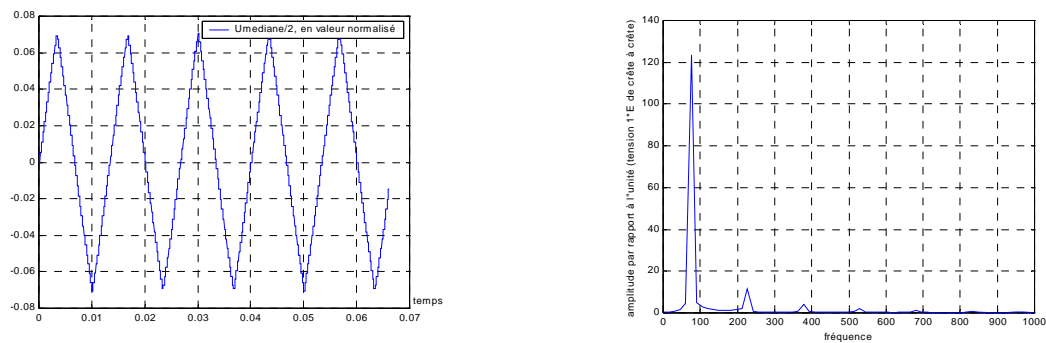


Figure II.36. Tension médiane et sa décomposition harmonique ; exemple pour $f_m = 25$ Hz

Dans un exemple de la MLI triphasée (Figure II.37), le vecteur \vec{V}_s est obtenu par la projection de \vec{V}_{ref} sur le plan $\alpha\beta$. \vec{V}_{ref} n'est pas situé dans le plan $\alpha\beta$, dans la mesure où nous appliquons plus de tension V7(111) que de tension V0(000).

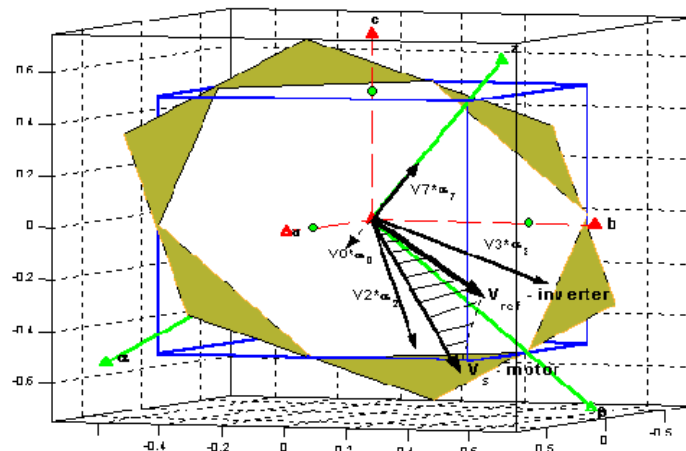


Figure II.37. Obtention du vecteur \vec{V}_s des vecteurs \vec{V}_0 , \vec{V}_7 , \vec{V}_2 et \vec{V}_3 dans le cas de la MLI triphasée

La MLI régulière et la SPWM utilisent:

$$(II.33) \quad V_{i0 \text{ ref}} = V_{i0} = V_{iN} = V_{\max} \cdot \sin(\omega t + \theta_i)$$

$$\theta_i = -\frac{2\pi}{3}(i-1)$$

La MLI triphasée utilise:

$$(II.34) \quad V_{i0 \text{ ref}} = V_{i0} = V_{iN} + V_{NO} = V_{\max} \cdot \sin(\omega t + \theta_i) + \frac{V_{\text{medium}}}{2}$$

Le rapport cyclique (II.17), pour la SPWM s'écrit :

$$(II.35) \quad a_i = \frac{1}{2} + \frac{V_{iN}}{E}$$

et

$$(II.36) \quad a_i = \frac{1}{2} + \frac{V_{iN}}{E} + \frac{V_{\text{medium}}}{2E}$$

pour la MLI triphasée. La tension de neutre vaut $V_{\text{medium}}/2$.

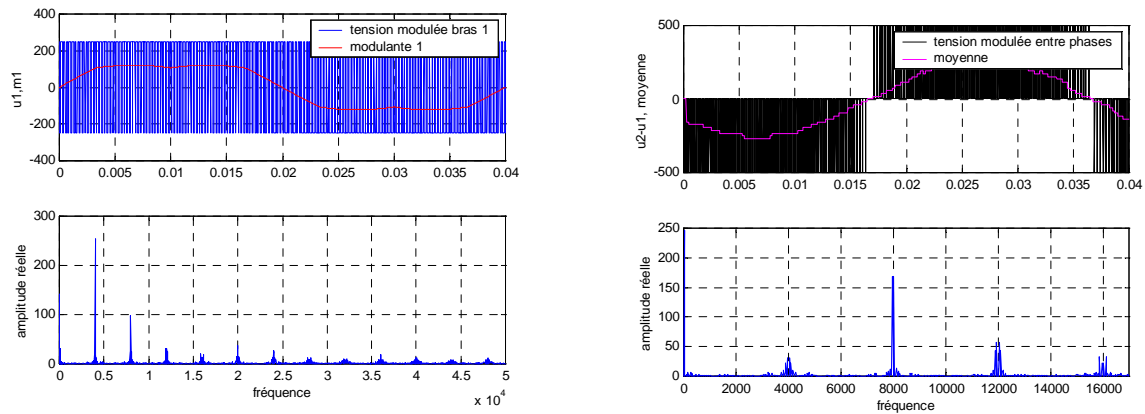


Figure II.38. Modulantes et modulées. Exemple de V_{10} et V_{21} dans le cas où $f_m=25$ Hz et $E=550$ V

Tout ce qui disparaît comme harmonique de la tension composée V_{21} par rapport à V_{10} réparaît dans le spectre de la tension de neutre V_{N0} . Le neutre « bouge » : le troisième harmonique et ses multiples se remarquent bien dans la Figure II.39.

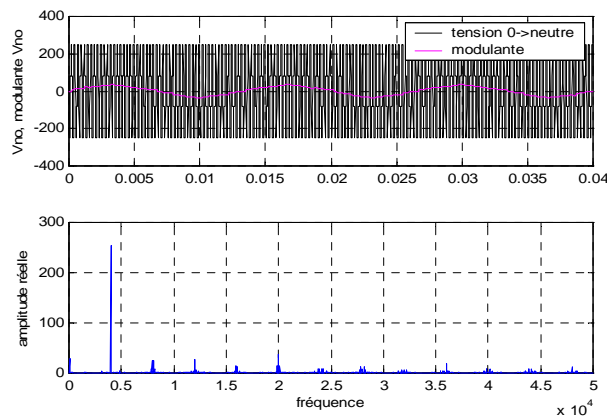


Figure II.39. Tension V_{N0} . Exemple en valeur absolue dans le cas où $f_m=25$ Hz et $E=550$ V

La méthode de [KING74] qui précède [SEIXAS88] ne présente pas des bases mathématiques évidentes. C'est pour cette raison que nous parlons du fait que le berceau de cette technique est le LEEI.

II.8.3. La SVM (Space Vector Modulation)

Le nom de SVM est souvent confondu avec le nom de MLI vectorielle ou même avec la MLI triphasée. Cependant la SVM « pure » est basée sur la représentation par des vecteurs de l'onduleur comme expliqué ci-après.

L'implantation de la SVM utilise la technique DDT sans comparaison théorique ou pratique entre dent de scie / modulante. Dans les publications [BROECK88] et [CASADEI99] la SVM correspond à une approche différente sur les techniques de la MLI, à une base théorique solide et à une technique d'implantation particulière : la DDT.

En fait la MLI triphasée est totalement équivalente à la SVM et seules les techniques d'implantation diffèrent.

La SVM propose un calcul direct des temps de commutation de l'onduleur, en considérant que le vecteur tension à obtenir, \vec{V}_s , tourne dans le plan $\alpha\beta$ (Figure II.28).

Comme il n'y a pas de modulante ou de dent de scie, les ordres de commutation Sc_i sont directement calculés pour l'application à l'onduleur, d'où l'appellation de technique directe (DDT).

Le vecteur \vec{V}_s dans le secteur $\theta(1)$ (Figure II.28) est obtenu en appliquant les vecteurs adjacents $\vec{V1}$, $\vec{V0}$, $\vec{V7}$ et $\vec{V2}$:

$$(II.37) \quad \vec{V}_s = \alpha_1 \cdot \vec{V1} + \alpha_2 \cdot \vec{V2} + \alpha_0 \cdot \vec{V0} + \alpha_7 \cdot \vec{V7}$$

$\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_7$ sont les temps d'application de chacun des vecteurs $\vec{V1}$, $\vec{V0}$, $\vec{V7}$ et $\vec{V2}$ (Figure II.34). On fait un raisonnement analogue dans les autres secteurs.

Soient $\vec{V1}_\alpha$ et $\vec{V1}_\beta$ les projections de $\vec{V1}$ sur les axes 0α et 0β du plan complexe (Figure II.28) et de manière analogue pour $\vec{V0}$, $\vec{V7}$ et $\vec{V2}$. Nous choisissons la convention de « Park puissance » et le même raisonnement serait fait pour « Park amplitude », avec des coefficients différents [CASADEI99].

L'implantation habituelle de la SVM utilise l'angle θ pour calculer $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_7$.

$$(II.38) \quad \begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{|V_s|}{E} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ \alpha_2 &= \frac{|V_s|}{E} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta) \\ \alpha_0 + \alpha_7 &= 1 - \frac{|V_s|}{E} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned}$$

parque que

$$(II.39) \quad \alpha_0 + \alpha_7 + \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (\text{correspondant à la période de modulation})$$

De (II.37) nous obtenons :

$$(II.40) \quad \begin{cases} V_{s\alpha} = \alpha_1 V1_\alpha + \alpha_2 V2_\alpha \\ V_{s\beta} = \alpha_1 V1_\beta + \alpha_2 V2_\beta \end{cases}$$

et :

$$(II.41) \quad \begin{cases} \alpha_1 = \frac{1}{E} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \sqrt{\frac{1}{2}} V_{s\beta} \right) \\ \alpha_2 = \frac{\sqrt{2}}{E} V_{s\beta} \\ \alpha_0 = \alpha_7 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2E} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \sqrt{\frac{1}{2}} V_{s\beta} \right) \end{cases}$$

Nous choisissons la solution particulière habituelle $\alpha_0 = \alpha_7$. La solution du système formé par (II.39) et (II.40) pour le calcul des rapports cycliques nécessite le choix d'une solution particulière. La quasi-infinité des solutions existantes revient à dire que le vecteur \vec{V}_s peut se situer n'importe où dans le cube complexe (Figure II.29). Nous démontrons dans la section suivante que la solution particulière originale de la SVM ($\alpha_0 = \alpha_7$) est identique à la solution particulière de la MLI triphasée généralement connue dans l'industrie.

Selon la position de l'impulsion dans une période d'échantillonnage, d'autres méthodes SVM peuvent être distinguées [PRASAD94]:

SVM à temps de blocage synchrone

Elle est semblable à la technique SVM symétrique classique, sauf que la période commence avec V0 pendant $\frac{\alpha_0}{2}$ et finit avec V7 pendant $\frac{\alpha_7}{2}$ (Figure II.34). Cette stratégie est pratiquement équivalente à « trailing-edge » au niveau de la stratégie modulante / dent de scie (Figure II.19.c)

Séquence DI

La période commence avec le même vecteur V0 ou V7, appliqué à la fin de la période antérieure pendant $\frac{\alpha_0}{2}$. Au niveau de la stratégie modulante / dent de scie nous avons affaire à une MLI asynchrone (Figure II.12, (b)).

Séquence DD

Cette technique est proche de la séquence DI, cependant, on applique un vecteur nul (V0 ou V7) sur un troisième bras, en choisissant ce bras selon son courant. Si le courant dans une phase (pas de commutation pendant la première partie de la période) est plus grand que sur les 2 autres, on choisit V7 ou V0 de manière à supprimer toute commutation sur cette branche.

Comme les pertes sont proportionnelles avec le courant commuté, la réduction de pertes est de 50%. Cependant, il n'est pas toujours possible de ne pas commuter sur la phase où le courant est le plus grand. La réduction de pertes est alors plus petite (37%->50%). C'est une stratégie équivalente à une MLI deux-phases.

Le grand inconvénient de cette méthode est l'apparition des harmoniques à la fréquence $f_{PWM}/2$. Nous verrons ce phénomène dans l'étude des méthodes DPWM.

II.8.4. Equivalence entre la MLI triphasée et la SVM

Pour la SVM, l'impulsion est centrée (Figure II.34). Dans ce cas et dans le secteur $\theta(1)$, les relations entre les rapports cycliques (a_i) et les temps d'application d'impulsion sont les suivantes:

$$(II.42) \quad \begin{cases} a_1 = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_7 \\ a_2 = \alpha_2 + \alpha_7 \\ a_3 = \alpha_7 \end{cases}$$

De (II.41) il en résulte :

$$(II.43) \quad \begin{cases} a_1 = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_7 = \frac{1}{2E} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{2\sqrt{2}E} V_{s\beta} + \frac{1}{2} \\ a_2 = \alpha_2 + \alpha_7 = -\frac{1}{2E} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{3}{2\sqrt{2}E} V_{s\beta} + \frac{1}{2} \\ a_3 = \alpha_7 = -\frac{1}{2E} \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{2\sqrt{2}E} V_{s\beta} + \frac{1}{2} \end{cases}$$

Si nous appliquons la transformation « Park puissance » $V_{\alpha\beta} \rightarrow V_{iN}$ nous avons :

$$(II.44) \quad \begin{cases} a_1 = \frac{1}{E} V_{1N} + \frac{1}{2E} V_{2N} + \frac{1}{2} \\ a_2 = \frac{1}{E} V_{2N} + \frac{1}{2E} V_{2N} + \frac{1}{2} \\ a_3 = \frac{1}{E} V_{3N} + \frac{1}{2E} V_{2N} + \frac{1}{2} \end{cases}$$

De la même manière dans le secteur $\theta(2)$, on peut écrire :

$$(II.45) \quad \begin{cases} a_1 = \frac{1}{E} V_{1N} + \frac{1}{2E} V_{1N} + \frac{1}{2} \\ a_2 = \frac{1}{E} V_{2N} + \frac{1}{2E} V_{1N} + \frac{1}{2} \\ a_3 = \frac{1}{E} V_{3N} + \frac{1}{2E} V_{1N} + \frac{1}{2} \end{cases}$$

Et dans les autres secteurs nous avons des relations similaires. La représentation temporelle d'une rotation complète du vecteur \vec{V}_s peut être retrouvée dans la Figure II.35.

La représentation vectorielle équivalente est celle de la Figure II.28.

V_{2N} de (II.44) et V_{1N} de (II.45) sont exactement les valeurs de V_{medium} du secteur correspondant. L'expression des rapports cycliques peut être généralisée (II.36) (Figure II.35) :

$$(II.46) \quad a_i = \frac{1}{2} + \frac{V_{iN}}{E} + \frac{V_{medium}}{2E}$$

Ainsi la SVM dans sa version originale est identique à la MLI triphasée, généralement utilisée dans les applications industrielles actuelles.

II.8.5. La THIPWM4 et la THIPWM6

Du niveau historique, la MLI triphasée a été précédée par les méthodes d'injection du troisième harmonique (**seul harmonique injecté**). Les méthodes THIPWM4 et THIPWM6, les plus répandues, ont eu une réalisation pratique analogique.

Une partie du 3^{ème} harmonique de V_{iN} est ajoutée aux tensions V_{iN} pour obtenir les tensions de référence $V_{i0 \text{ ref}}$, soit 1/4 de son amplitude pour la THIPWM4 et 1/6 pour la THIPWM6. Le résultat attendu était l'extension de linéarité à :

$$m_i = \frac{3\sqrt{3}\pi}{7\sqrt{7}} \cong 0.881$$

donc un gain de 12,23 % par rapport à la SPWM, ainsi qu'une distorsion harmonique minimale.

Malgré ce résultat très intéressant et en raison de la complexité de l'implantation numérique, cette stratégie est peu appliquée en pratique.

De plus, la MLI triphasée ou la SVM offrent des performances supérieures à celles données par THIPWM4, 6 : meilleure linéarité, même spectre harmonique, implantation pratique simple. La MLI triphasée et la SVM sont les méthodes MLI les plus répandues.

Dans l'« espace complexe », l'injection du 3^{ème} harmonique se traduit par le transfert du vecteur \vec{V}_s du plan $\alpha\beta$ dans les parties haute et basse alternativement du cube (Figure II.29). La projection maximale du vecteur \vec{V}_s sur le plan $\alpha\beta$ se situe dans la zone II (Figure II.17), sans atteindre cependant ses limites et aussi nous n'utilisons pas le maximum d'extension de linéarité.

La décomposition en séries de Fourier de la tension de neutre V_{medium} dans le cas de la MLI triphasée ou de la SVM (II.46) est :

$$(II.47) \quad V_{\text{medium}} = \begin{cases} V_{1N \text{ max}} \cdot \sin(\omega t), \text{ pour } 0 \leq \omega t < \pi/6 \\ V_{3N \text{ max}} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \text{ pour } \pi/6 \leq \omega t < \pi/2 \\ V_{2N \text{ max}} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \text{ pour } \pi/2 \leq \omega t < 2\pi/3 \end{cases}$$

où ω est la pulsation des tensions. Nous définissons :

$$(II.48) \quad V_{1N \text{ max}} = V_{2N \text{ max}} = V_{3N \text{ max}} = V_{\text{max}}^{\Delta}$$

$$(II.49) \quad V_{\text{medium}} = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega_3 t + B_n \sin n\omega_3 t)$$

Mais :

$$A_0 = 0 \text{ (moyenne zéro)}$$

$A_n = 0$ à cause de la parité de $V_{\text{medium}}(t)$.

Donc :

$$(II.50) \quad V_{\text{medium}}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin n\omega_3 t = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin 3n\omega t$$

$$(II.51) \quad B_n = \frac{2}{T_3} \int_t^{t+T_3} V_{\text{medium}}(t) \sin n\omega_3 t dt$$

et comme $\omega_3 = 3\omega$:

$$(II.52) \quad B_n = \frac{3V_{\text{max}}}{\pi} \cdot \frac{1}{9n^2 - 1} \left[\sqrt{3} \sin(n\pi/2) - \sqrt{3} \sin(n3\pi/2) + 2 \sin(n\pi) \cos(n\pi) \right]$$

avec $n=2k+1$ et k entier.

Selon (II.50) et (II.52), dans le cas de la MLI triphasée, V_{medium} est composée du 3^{ème} harmonique et de ses multiples impairs.

A partir de (II.52) :

$$B_1 = 0.4135 \cdot V_{\text{max}}$$

$$B_3 = -0.0413 \cdot V_{\text{max}}$$

$$B_5 = 0.0148 V_{\text{max}}$$

etc.

$$(II.53) \quad V_{\text{medium}}(t) = B_1 \sin 3\omega t + B_3 \sin 9\omega t + B_5 \sin 15\omega t + \dots$$

La THIPWM4 et la THIPWM6 proposent l'injection d'une tension de neutre, respectivement :

$$V_{N0} = \frac{V_{\text{max}}}{4} \sin 3\omega t$$

et :

$$V_{N0} = \frac{V_{\text{max}}}{6} \sin 3\omega t.$$

Ces deux valeurs sont des approximations de $V_{\text{medium}}/2$ utilisées pour la MLI triphasée :

$$\frac{1}{6} < \frac{B_1}{2} = 0.2067 < \frac{1}{4}$$

1/6 et 1/4 ne sont pas les valeurs optimales pour maximiser la linéarité de l'onduleur. Vue la simplicité de l'implantation de la MLI triphasée, les méthodes THIPWM n'ont pas un très grand intérêt pratique.

II.8.6. Les méthodes DPWM

Comme nous l'avons remarqué dans la section II.7.1, l'injection de tension de neutre a été pleinement exploitée dans plusieurs buts (Figure II.22) parmi lesquels la réduction des pertes onduleur.

Pour réduire les pertes, réduire les commutations est la plus simple solution : l'idée est possible par l'utilisation des séquences de saturation des modulantes pendant

une partie de leur période. En même temps, des méthodes SVM « deux-phases » ont été envisagées, ce qui revient au modèle présenté dans la Figure II.40.

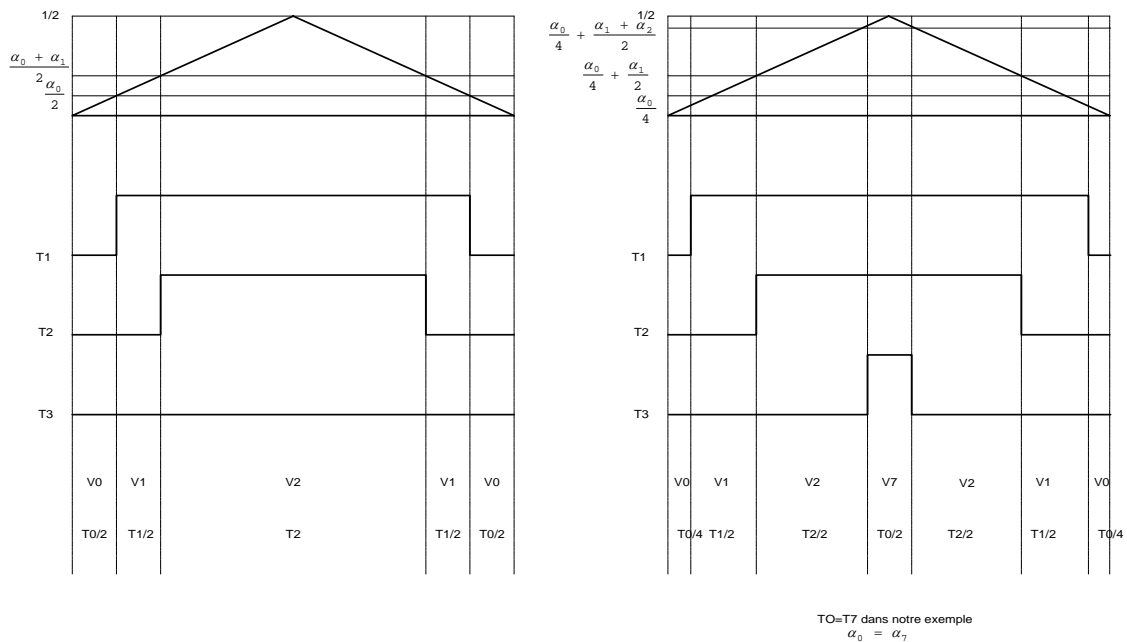


Figure II.40. Stratégie « deux-phases » au niveau de la période $1/f_{PWM}$ (gauche) et impulsions équivalentes dans la stratégie triphasée

La modulation deux-phases au niveau de la stratégie comparaison dent de scie – modulate, présente une **modulante discontinue**. C'est pour cette raison que le nom de **DPWM (Discontinuous PWM)** apparaît. Le principe de base est de saturer la référence pendant 120° de la période de 360° , ce qui permet ne pas commuter sur un bras pendant ce temps et gagner donc en pertes par commutation. Comme pendant chaque 120° il y a un bras sans commutations, la méthode porte aussi le nom de « **deux-phases** ».

Pour généraliser le nom de ce groupe de méthodes dans le cas des deux techniques d'implantation (intersective et DDT), nous allons utiliser cette dernière appellation de **MLI deux-phases**.

Dans la Figure II.41 nous montrons les méthodes MLI deux-phases les plus répandues. La modulante est normalisée par rapport à E, le courant, par rapport à son maximum. Les simulations sont faites avec la charge nominale d'un moteur 4 kW, à $f_{PWM}=4$ kHz et $f_m=25$ Hz.

Comme nous ne pouvons utiliser que 120° de la période au maximum pour saturer un bras d'onduleur (une tension simple onduleur $V_{i0 \text{ ref}}$), la différence entre les stratégies deux-phases consiste dans le choix de la position de cet horizon de saturation.

Ainsi, la DPWM0, DPWM1, DPWM2 (connue sous le nom de MLVPWM aussi) sont des cas particuliers de la GDPWM [LIPO98] - Generalized Discontinuous PWM. Comme nous observons dans la Figure II.41, pour ces stratégies, chaque modulante est saturée pendant $\alpha = 60^\circ$ chaque demi-période, mais à des angles ψ différents par rapport à la référence sinusoïdale initiale (voir Figure II.24) :

$\psi = 0^\circ$ pour la DPWM0

$\psi = 30^\circ$ pour la DPWM1

$\psi = 60^\circ$ pour la DPWM2.

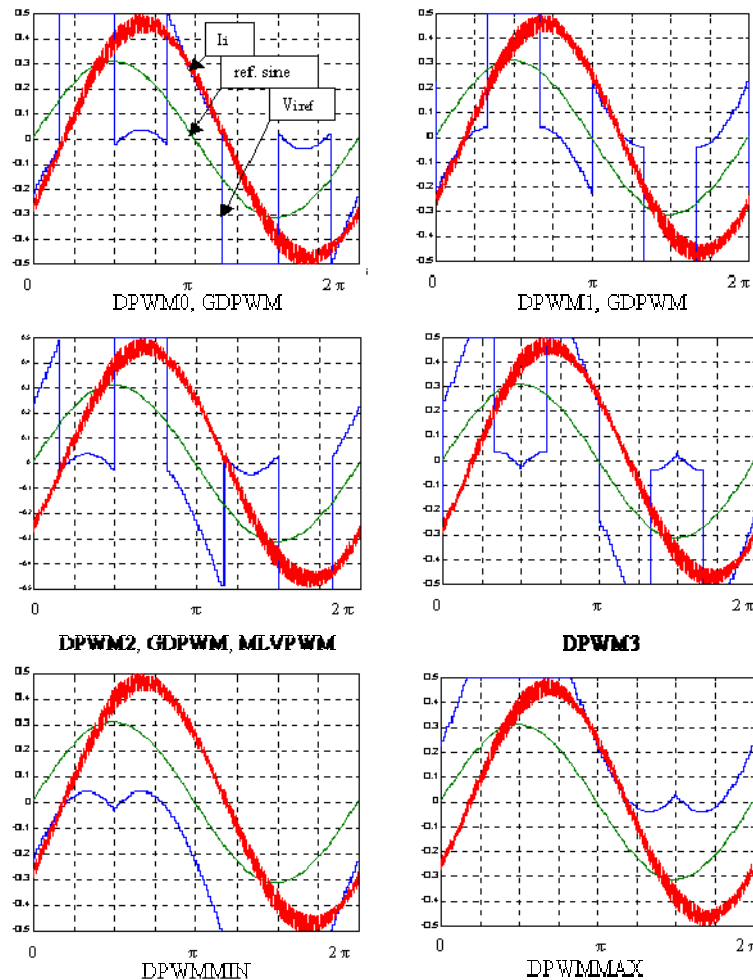


Figure II.41. Référence sinusoïdale, modulante discontinue et courant de ligne - MLI deux-phases

En fonction de la charge appliquée à la machine, cet angle implique une réduction de pertes plus ou moins importante. C'est pour cette raison que la GDPWM propose de moduler cet angle en fonction du déphasage courant-tension, donc en fonction de la charge. Cette variation peut être faite entre les limites de $\psi = 0^\circ$ et $\psi = 60^\circ$. L'idée de base est que la saturation doit suivre le maximum du courant de ligne de telle manière qu'on n'ait pas de commutation sur le bras où le courant est maximal. Ainsi, les pertes par commutation sont réduites jusqu'à 50% rapportées à la MLI triphasée ou la SVM.

Sans connaître l'idée de la GDPWM, la DPWM3 divise l'horizon de saturation en 4 morceaux de 30° , en essayant d'optimiser ainsi la réduction de pertes pour tout point de fonctionnement en charge ou à vide. DPWMMIN et DPWMMAX n'utilisent qu'une seule saturation pendant 120° , ce qui revient au rajout d'une tension continue aux trois références de tension. Cette tension continue déséquilibre le pont onduleur, car les pertes Joule sur C_1/C_4 , C_2/C_5 , C_3/C_6 sont distribuées différemment.

Nous pouvons grouper ainsi les algorithmes d'obtention des stratégies deux-phases:

- DPWM0, DPWM1, DPWM2, GDPWM, MLVPWM utilisent des modulantes obtenues à partir des sinusoïdes de référence par rajout d'une tension de neutre égale à :

$$(II.54) \quad V_{NO} = \text{sign}(V_{\max}) * E/2 - V_{\max}$$

où V_{\max} est la tension résultant du *test d'amplitude maximale* (maximum absolu des 3 tensions de référence, après translation d'un angle ψ). Ce test sera détaillé dans la section IV.3.1, lors de la présentation des algorithmes de réduction de pertes.

- DPWM3 utilise une tension de neutre égale à :

$$(II.55) \quad V_{NO} = \text{sign}(V_{\text{medium}}) * E/2 - V_{\text{medium}}$$

- DPWMMIN et DPWMMAX utilisent:

$$(II.56) \quad V_{NO} = -E/2 - V_{\min}, \text{ pour DPWMMIN}$$

$$V_{NO} = E/2 - V_{\max}, \text{ pour DPWMMAX}$$

Dans ce cas, V_{\min} et V_{\max} sont le minimum et, respectivement, le maximum des références triphasées.

Toutes ces stratégies deux-phases offrent une extension de linéarité maximale, mais le gain en pertes est chaque fois différent. La comparaison du point de vue pertes Joule sur tout l'horizon de variation de charge montre que la GDPWM est la meilleure méthode, sauf dans le cas à vide où la DPWM3 amène une meilleure réduction des pertes.

Les tensions de référence sont obtenues par :

$$(II.57) \quad V_{i0 \text{ ref}} = V_{iN} + V_{NO}$$

où V_{NO} est calculée comme ci-dessus.

Nous allons donner plus de détails sur les différentes manières de modulation type deux-phases dans le chapitre IV. Pour l'instant nous allons nous limiter à une courte interprétation du point de vue « cube complexe ».

Les seuils de saturation créent un mouvement alternatif du vecteur \vec{V}_s dans l'espace complexe de la partie haute du cube (Figure II.29) vers la partie basse et l'inverse. La projection du vecteur \vec{V}_s est incluse dans la zone II de la Figure II.17 et l'hexagone limite peut être atteint. Plus précisément, dans le cas de la DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3, GDPWM, \vec{V}_s tourne alternativement d'un secteur au-dessus du plan $\alpha\beta$ vers un secteur en-dessous de ce plan, comme dans la Figure II.42. Du secteur $\theta(1)$ \vec{V}_s passe dans le secteur $\theta(2)$ etc. dans le plan, tandis que dans l'espace il passe du tétraèdre $\vec{V}1 - \vec{V}2 - \vec{V}7$ vers celui formé par $\vec{V}2 - \vec{V}3 - \vec{V}0$ etc. Pendant une révolution complète, le temps d'application du vecteur $\vec{V}0$ est égale au temps d'application de $\vec{V}7$, ce qui signifie que la moyenne du neutre V_{NO} est 0. C'est pour cette raison que ce type de méthode s'appelle DPWM symétrique. L'équivalent temporel du mouvement du neutre de la Figure II.42 se retrouve dans la Figure IV.20.

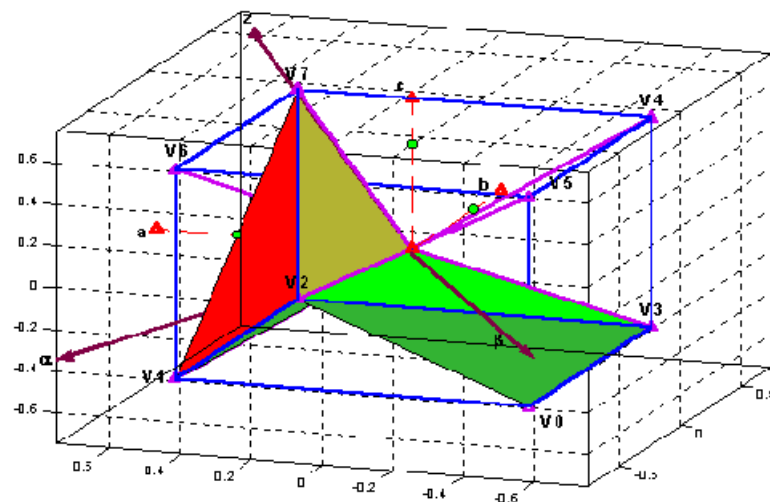


Figure II.42. Exemple pour la DPWM2, comme DPWM symétrique, du mouvement du vecteur \vec{V}_s

Dans le cas de la DPWMMIN ou DPWMMAX la tension V_{N0} ne vaut jamais 0 en moyenne. \vec{V}_s reste toujours dans la partie supérieure du cube au-dessus du plan $\alpha\beta$ ou dans la partie inférieure, exclusivement. \vec{V}_s suit les tétraèdres $\vec{V0} - \vec{V1} - \vec{V2}$, $\vec{V0} - \vec{V2} - \vec{V3}$ etc. comme dans la Figure II.43 pour DPWMMAX ou $\vec{V1} - \vec{V2} - \vec{V7}$, $\vec{V2} - \vec{V3} - \vec{V7}$ etc. pour la DPWMMIN. L'utilisation de seulement une moitié du cube, qui se traduit par une dissymétrie au niveau température du pont onduleur, a classé ces méthodes parmi les deux-phases asymétriques.

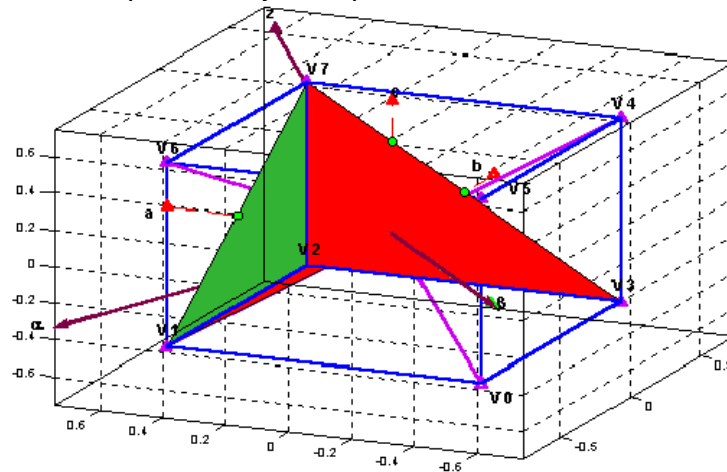


Figure II.43. Exemple pour la DPWMMAX, comme DPWM asymétrique, du mouvement du vecteur \vec{V}_s

II.8.7. Les méthodes MLI aléatoires

Ces stratégies, en nombre pratiquement infini, ont deux degrés de liberté : l'élément qui varie de manière aléatoire et la loi utilisée pour la variation aléatoire.

L'élément aléatoire dans la technologie dent de scie / modulante est :

- la modulante
- la porteuse
- la fréquence

i.e. trois degrés de liberté de la MLI. Nous avons parlé des 3 stratégies qui en résultent dans la section II.7.2.

Il existe dans le cas de la DDT des équivalences parfaites ou approximatives [BECH2000]:

- la **RZD** (Random Distribution of the Zero-voltage vector) qui est équivalente à la MLI modulante aléatoire
- la **RCD** (Random Displacement of the pulse Center) qui est équivalente à la MLI porteuse aléatoire
- la **RS** (Random Switching frequency) qui est tout à fait équivalente à la MLI fréquence aléatoire

La stratégie utilisée en général suit une loi gaussienne ; c'est la variance et la moyenne qui varient d'une stratégie à l'autre.

La MLI à modulante aléatoire

La modulante de référence $V_{i0 \text{ ref}}$ est modifiée selon [SCHNEIDER94] ou [BECH2000]. Ce type de méthode MLI aléatoire est commercialisé dans des variateurs Schneider Electric tel que l'ATV58.

Un exemple de loi aléatoire, utilisée pour obtenir la modulante de la Figure II.18 (a), est le suivant :

- on choisit un numéro aléatoire autour d'une moyenne située entre 0 et 1 (valeurs normalisées) :

$$a = randn \cdot \sqrt{\text{variance}} + \text{moyenne}$$

- le no. a est utilisée dans le choix du signe :

$$\text{signealeatoire} = \begin{cases} 1, & a \geq 0.5 \\ -1, & a < 0.5 \end{cases}$$

- on choisit la valeur absolue de la tension de neutre :

$$V_{N0} = 0.5 - \max(|V_{10ref}|, |V_{20ref}|, |V_{30ref}|)$$

- le mouvement du neutre est limité :

$$V_{N0} = \text{signealeatoire} \cdot \min(V_{N0}, 0.25).$$

- V_{N0} est rajouté aux trois tensions $V_{i0 \text{ ref}}$.

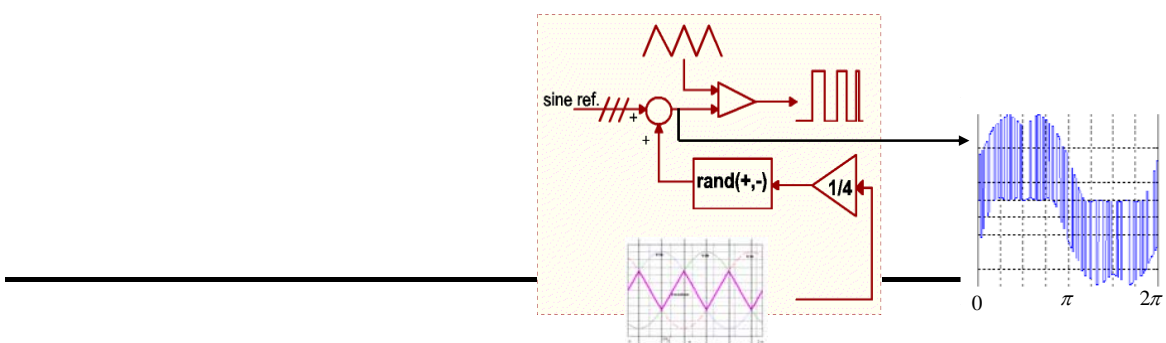


Figure II.44. Schéma synoptique exemple pour la MLI modulante aléatoire

Dans l'« espace complexe », cette technique produit des vecteurs \vec{V}_s dont les extrémités décrivent des secteurs quasi-sphériques situés à $1.25 \cdot V_{s \text{ initial}}$ ou $0.75 \cdot V_{s \text{ initial}}$ du vecteur initial, où $V_{s \text{ initial}}$ est l'amplitude du vecteur $\vec{V}_{s \text{ initial}}$. Les sphères sont aplaties quand on monte en fréquence f_m .

La MLI aléatoire revient à dire que la solution particulière du système (II.31) à résoudre est choisie de manière aléatoire à chaque période d'échantillonnage, ce qui produit un mouvement à haute fréquence du neutre.

On peut rajouter $+E/4$ ou $-E/4$ de manière aléatoire à la modulante, sur chaque période de la dent de scie. Cependant si V_{N0} fait dépasser $+E/2$ ou $-E/2$ (valeur onduleur maximale) on limite la modulante à cette valeur. Cela signifie qu'à partir d'une certaine vitesse de la machine la modulation aléatoire optimale est impossible à obtenir. Ceci n'est pas gênant car à ces vitesses le bruit mécanique et aérodynamique du moteur couvre le sifflement de la MLI, comme nous le verrons dans le chapitre V.

Nous donnons un exemple de spectre de la tension composée V_{21} dans la figure suivante. Celle-ci correspond à la modulante de la Figure II.18 (a).

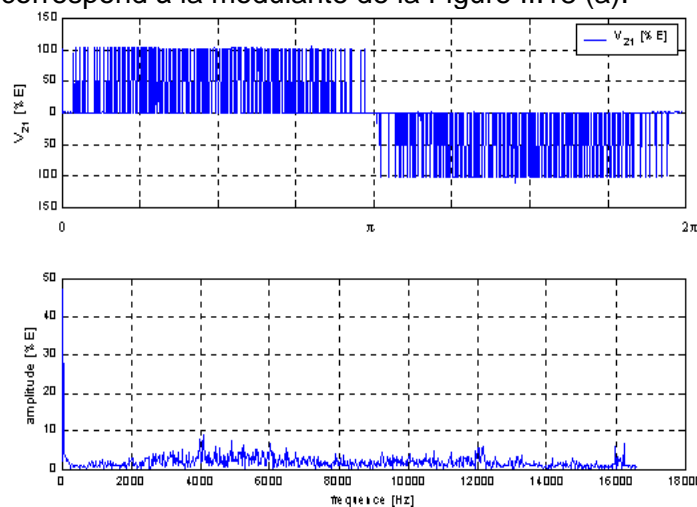


Figure II.45. Tension V_{21} mesurée obtenue par modulation aléatoire à $f_m=25$ Hz et $f_{PWM}=4$ kHz pour ATB4 à vide alimenté par un ATV58

Le mouvement du neutre est discontinu, mais sa moyenne est nulle sur une période $1/f_m$. L'énergie spectrale de la tension moteur est étalée sur une grande plage. Les harmoniques autour de $k \cdot f_{PWM}$ disparaissent. Ceci est confirmé par le spectre du bruit acoustique.

D'autres formes d'ondes (courants, couple etc.) seront illustrées dans le chapitre V.

La MLI à porteuse aléatoire

La porteuse est modifiée selon [SCHNEIDER94], [HABETLER89], [HABETLER91], [COVIC98], [BECH2000] ou une autre loi aléatoire. Ce type de méthode MLI aléatoire est commercialisé dans des variateurs Schneider Electric tel que l'ATV66.

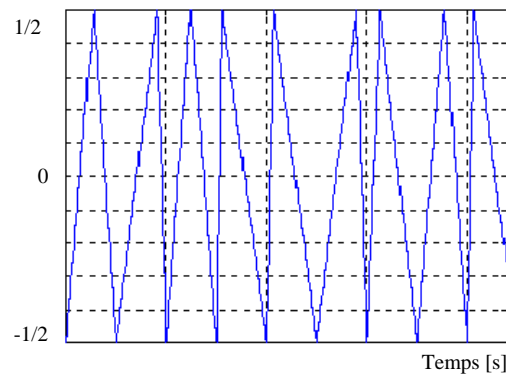


Figure II.46. Porteuse aléatoire type ATV66

Les pentes de la dent de scie sont modifiées de manière aléatoire (Figure II.46). Comme résultat, les impulsions ne sont plus centrées, mais positionnées différemment par rapport au centre de la période T_{PWM} .

Nous donnons un exemple (Figure II.46) pour la génération de la porteuse aléatoire :

- les sommets négatifs de la dent de scie sont fixes
- entre deux sommets négatifs, la dent de scie est donnée par :

$$(II.58) \quad s(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot (t \cdot 2 / randn \cdot f_{PWM} - 1), & \text{si } t < randn / f_{PWM} \\ \frac{1}{2} \cdot (t \cdot 2 / (randn - 1) \cdot f_{PWM} - (1 + randn) / (randn - 1)), & \text{si } t \geq randn / f_{PWM} \end{cases}$$

où $randn$ est un nombre suivant une loi gaussienne avec des valeurs entre 0 et 1 et t est un compteur.

- la porteuse est identique pour les trois références de l'onduleur.

Il y a beaucoup d'autres lois de variation pour la MLI à porteuse aléatoire, parmi lesquelles : le mouvement aléatoire des deux sommets de la dent de scie, d'autres lois mathématiques que la loi gaussienne etc. Cependant, la méthode utilisée dans l'ATV66 est la plus répandue à cause de la simplicité de l'implantation et des résultats qu'elle donne.

Le mouvement du neutre est discontinu, comme dans le cas de la MLI à modulante aléatoire, mais sa moyenne reste nulle à chaque point d'échantillonnage (période T_{PWM}). Ce type de mouvement de neutre est propre même à la stratégie MLI classique. Donc on pourra dire qu'il ne s'agit pas d'un vrai mouvement du neutre.

L'énergie spectrale de la tension moteur est étalée sur une grande plage.

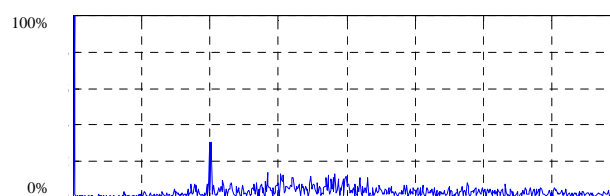
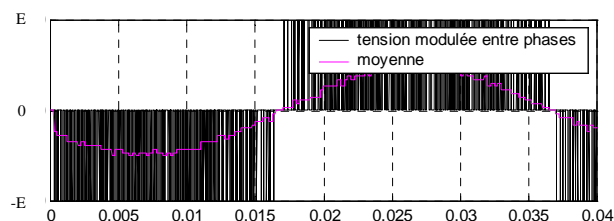


Figure II.47. Tension V_{21} simulée obtenue par modulation aléatoire à $f_m=25$ Hz et $f_{PWM}=4$ kHz

La MLI à fréquence aléatoire

La méthode a été introduite sous le nom de RPWM (Random PWM). La fréquence f_{PWM} peut suivre différentes lois aléatoires [LAI98], [LAI99], [XU99]. Nous donnons ci-après un exemple. Le sous-chapitre IV.5 présentera plus en détail ce type de stratégie MLI, en introduisant une nouvelle idée par la FMPWM (Frequency Modified PWM).

- la loi de variation est :

$$(II.59) \quad T_{PWM} = \max(T_{PWM \min}, T_{PWM \max} \cdot \min(1, \max(0, randn \cdot \sqrt{\text{variance}} + \text{moyenne})))$$

où $T_{PWM \min}$ et $T_{PWM \max}$ sont les limites de variation de la période MLI et $randn$ est un nombre généré par la loi gaussienne.

- cette T_{PWM} est utilisée par tous les 3 bras ; la fréquence ne peut changer qu'en même temps sur les 3 bras et à la fin de la période T_{PWM} antérieure
- les impulsions restent centrées

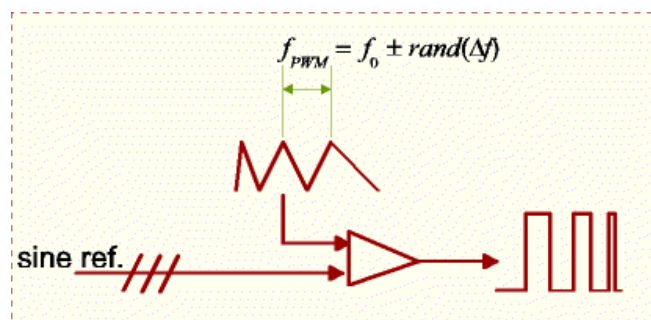


Figure II.48. Schéma synoptique pour la MLI fréquence aléatoire

Le résultat peut être vu sur la Figure II.49. Le spectre est étalé et ceci pour tout l'horizon de variation de la vitesse du moteur, sans limite.

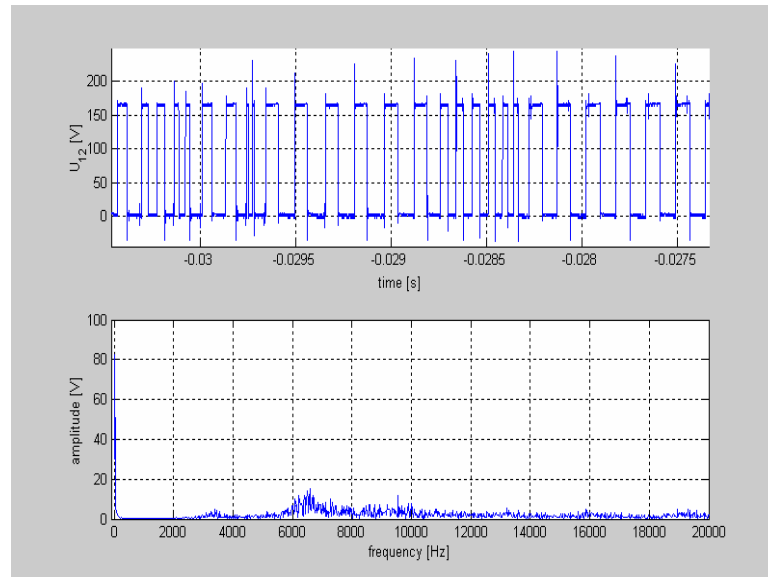


Figure II.49. Tension V_{21} mesurée obtenue à $f_m=25$ Hz et une moyenne $f_{PWM}=4$ kHz pour LS1.5-1 à vide commandé par la carte dSpace

A l'échelle industrielle, le choix du type de stratégie aléatoire est fait en général suivant des contraintes matérielles. Le choix des éléments de la loi aléatoire se fait par optimisation.

II.8.8. Les autres méthodes MLI

Plusieurs autres techniques MLI s'imposent dans la littérature. Nous parlons ci-après des plus connues. Cependant celles-ci ne sont pas optimales ou ne peuvent pas être utilisées dans le cadre de notre structure matérielle. Nous nous contenterons donc d'en parler dans cette section :

- la MLI pré-calculée ou optimisée [PATEL73]
- la MLI contrôlée en courant [HOLTZ93]

a) la MLI pré-calculée ou optimisée (optimised feed-forward PWM)

Cette stratégie est très utile lors de l'utilisation des basses fréquences f_{PWM} . Elle est basée sur l'idée d'ajouter des « trous » dans la modulante sinusoïdale initiale. Un « trou » par quart de période du signal fait disparaître un harmonique précis du spectre.

La grande différence avec les autres méthodes MLI antérieurement présentées est que la MLI pré-calculée utilise **un calcul global** de l'ensemble d'angles de commutation, tandis que pour les autres MLI les instants de commutation sont calculés ou trouvés **localement**, i.e. avant chaque période d'échantillonnage. Le nom anglais de la méthode (optimised feed-forward PWM) donne plus de détails : l'optimisation des angles de commutation est faite avant toute une période $1/f_m$ (Figure II.50). Le calcul demande l'utilisation d'une mémoire de sauvegarde.

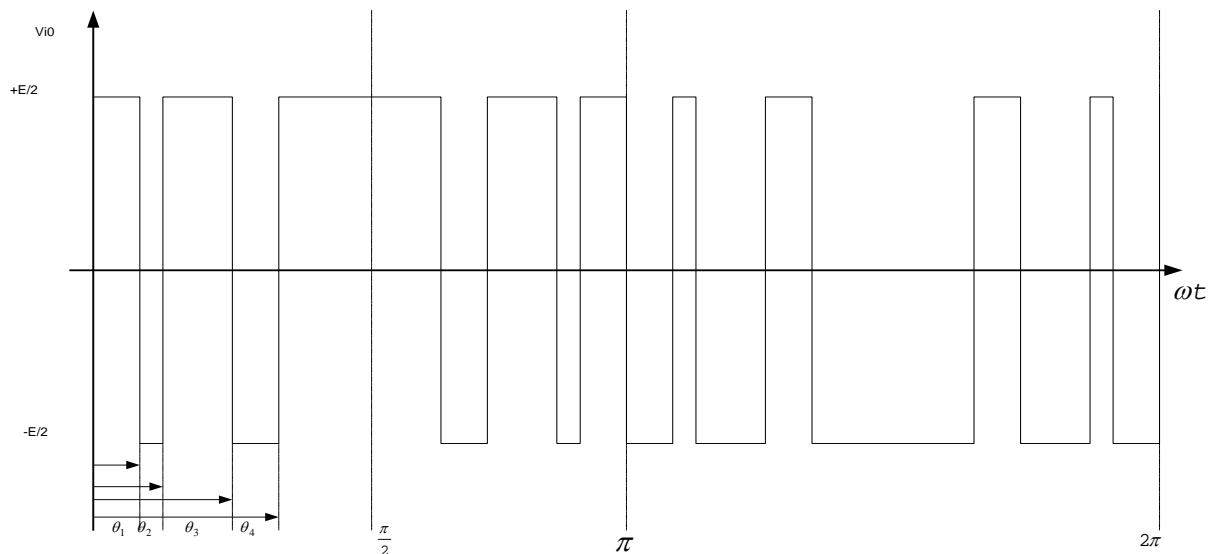


Figure II.50. Exemple pour la MLI pré-calculée

Les angles $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$ (qui se traduisent par des instants de commutation) sont calculés une fois pour tout à partir de la décomposition du signal V_{i0} en séries de Fourier. Certains coefficients A_n valent 0, donc on résout numériquement un système d'équations transcendantes avec 2 inconnues par harmonique supprimé.

La mise en pratique de cette méthode n'est pas beaucoup plus coûteuse que les méthodes avec porteuse. Cependant, avec un pré-calcul avant chaque période $1/f_m$, les premiers harmoniques du signal résultant se trouvent à de très basses fréquences (Par exemple : $13 \cdot f_m = 130$ Hz lorsqu'on parle de l'harmonique 13).

Cette méthode peut être utilisée ensemble avec d'autres méthodes plus appropriées à l'onduleur de tension. Un exemple [SOURNAC90]: on introduit de manière bien gérée des trous à la fréquence f_{PWM} .

Dans notre cas de figure, ceci pourra s'appliquer de la manière suivante : pour une fréquence de découpage de 8 kHz avec une MLI triphasée, pour enlever au moins les 2 raies de V_{iN} autour de 8 kHz, les trous introduits multiplient par 2 la fréquence de découpage. Les premiers harmoniques seront autour de 16 kHz, ce qui est déjà acceptable au niveau bruit.

La précision demandée pour le calcul des angles à cette fréquence est tellement grande que le matériel disponible actuellement ne permet pas l'obtention de bons résultats. La MLI pré-calculée donne des résultats intéressants pour une commande 120° en courant. Cette possibilité n'est pas prise en compte dans notre étude.

Un autre exemple de symbiose de la MLI pré-calculée avec une autre méthode est le calcul instantané des angles, ce qui supprime l'inconvénient d'utiliser une mémoire de sauvegarde pour les angles pré-calculés. Pour avoir une bonne précision du calcul, cette solution ne peut donner de bons résultats que si la fréquence d'échantillonnage de la MLI est très grande (d'habitude $1/T_e > 16$ kHz, ce qui rend la méthode inutilisable).

b) la MLI contrôlée en courant

Utilisée avec succès dans beaucoup d'applications, la commande en courant d'un onduleur de tension est présente dans la littérature surtout grâce à J. Holtz [HOLTZ92]. Ces méthodes consistent à générer les instants de commutation des interrupteurs à partir du courant. Ceci peut être fait en boucle ouverte (sans retour, feedforward PWM) ou en boucle fermée comme ci-dessous.

Parmi les stratégies les plus connues se trouvent les MLI à connexion inverse:

- la technique feedback des sous-harmoniques
- le contrôle par hystérésis.

La technique feedback des sous-harmoniques :

Un exemple de ce type de MLI est donné (Figure II.51). Les publications le concernant se comptent par milliers. Nous rappelons aussi l'existence du contrôle par prédiction du courant, par le vecteur d'espace ou en coordonnées dq (current control in field coordinates), le contrôle de la largeur d'impulsion par orientation du champ ou le contrôle par suivi de la trajectoire du courant.

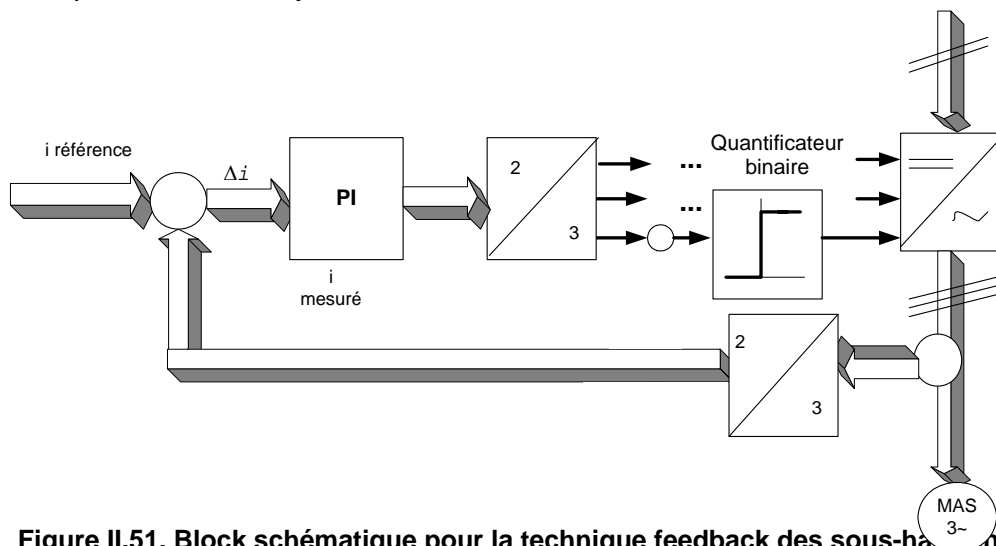


Figure II.51. Block schématique pour la technique feedback des sous-harmoniques

Le contrôle par hystérésis :

Même si certains auteurs tel que [HOLTZ92] classifient ce type de stratégie comme étant une technique MLI, nous nous permettons d'avoir certains réserves vis-à-vis de cette considération.

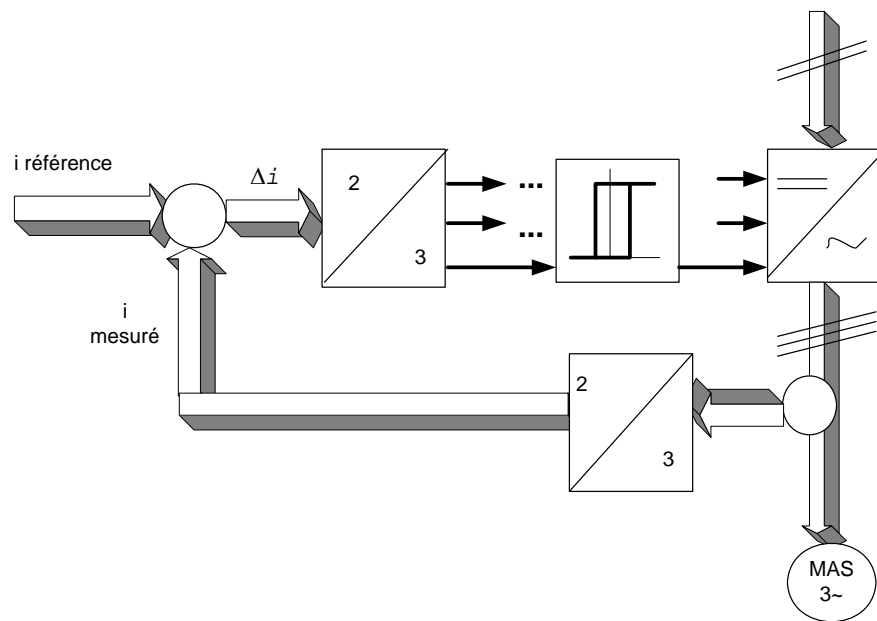


Figure II.52. Diagramme de contrôle en courant par cycle d'hystérésis

II.8.9. Les autres méthodes de commande de l'onduleur 2N

D'autres méthodes de commande de l'onduleur 2N très intéressantes existent, tel que la modulation en densité d'impulsions (**PDM** – Pulse Density Modulation) dont la plus significative est la **modulation sigma-delta** [NIEZNANSKI98], la modulation de la phase d'impulsions, la modulation par hystérésis (ou commande « tout ou rien ») dont le plus significatif est le **DTC** (Direct Torque Control), le contrôle en courant ou la commande directe du flux.

Les stratégies utilisant des hystérésis ne font pas partie de la classe des MLI. En ce qui concerne leur étage onduleur, l'inconvénient majeur est la fréquence de commutation variable et même s'il en existe des méthodes pour bien contrôler celle-ci, des contraintes pratiques d'implantation réduisent l'intérêt de ces stratégies [CAPITANEANU99].

La modulation sigma-delta est une stratégie qui pourra être à priori une très bonne solution au moins pour une partie de nos travaux : la réduction du bruit acoustique du moteur. Ce type de modulation n'est pas de type MLI, ni de type « tout ou rien », mais une modulation en densité d'impulsions (PDM). Elle a été proposée en 1962 par Inose et Yasuda. Des centaines d'études portent sur ce sujet [NIEZNANSKI98]. Il se caractérise surtout par sa complexité mathématique. La grande différence entre la MLI et la PDM est le fait que cette dernière demande une décision à chaque période de l'horloge du microcontrôleur (ou microprocesseur), tandis que la MLI ne demande une décision sur les S_{ci} qu'en début de chaque période T_{PWM} .

Il est évident que la PDM donnera une meilleure qualité spectrale des signaux de sortie (tensions V_{i0}) pour une même fréquence de l'horloge qu'une MLI. Cependant, si les modulateurs sont utilisés pour le contrôle des onduleurs de puissance, la fréquence de commutation devient très importante et la MLI devient plus adaptée, car pour la MLI la

fréquence de l'horloge et la fréquence d'échantillonnage f_{PWM} sont deux éléments distincts, tandis que pour une PDM véritable, les deux fréquences sont interdépendantes.

Nous visualisons sur la Figure II.53 un exemple très simple de comparaison entre la MLI classique et la PDM, pour la même tension moyenne à obtenir. La fréquence de découpage augmente dans le cas de la PDM.

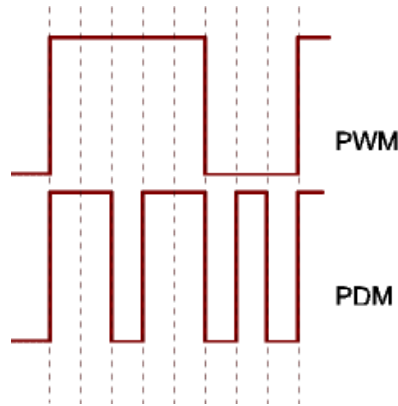


Figure II.53. Illustration des relations d'échantillonnage entre la MLI et la PDM

II.9. Conclusion. Orientation de l'étude

On cherche dans un premier temps d'adapter la stratégie de modulation à un des problèmes énumérés : les pertes onduleur, le bruit acoustique et les surtensions. L'optimum, qui sera envisagé dans un deuxième temps, sera d'obtenir une stratégie MLI qui satisfait à la fois tous ces problèmes.

Pour pouvoir évaluer une méthode, nous utilisons des critères situés sur deux niveaux de performance (Figure II.54) :

- le premier niveau concerne les critères classiques incontournables
- le deuxième niveau contient des critères liés à nos problèmes

Le **TDH** est défini comme :

$$(II.60) \quad TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1}$$

c'est à dire la somme des amplitudes des harmoniques rapportée à l'amplitude du fondamental.

Il existe aussi le **TDH pondéré**, c'est à dire :

$$(II.61) \quad TDHP = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}}{V_1}$$

ou **WTHD en anglais (weighted total harmonic distortion)**.

Cette dernière formule met en valeur le poids de chaque harmonique en fonction de son rang. Le TDHP est en fait le taux de distorsion où on tient compte du fait que les

harmoniques à des fréquences élevées sont moins importantes que les harmoniques qui se trouvent à des fréquences basses.

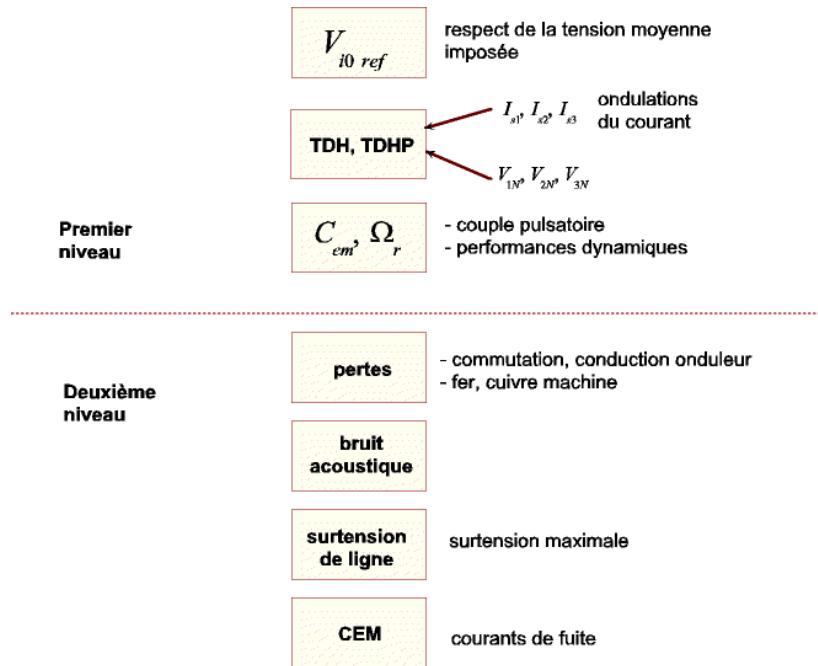


Figure II.54. Critères de performance pour la MLI

Les **ondulations de courant** (ripple, en.) autour de la valeur moyenne instantanée produisent du bruit moteur, des pertes fonction de l'amplitude des variations, le vieillissement du matériel (machine) etc.. Plusieurs méthodes de calcul sont mises en place : [SOURNAC90], [CASADEI99], [PRASAD94] etc.

D'autres indices directement reliés aux inconvénients des MLI existent :

le courant harmonique :

$$(II.62) \quad I_{h\ RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{(T)} [i(t) - i_{fondam}(t)]^2 dt}$$

le facteur de distorsion harmonique :

$$(II.63) \quad d = \frac{I_{h\ RMS}}{I_{h\ RMS\ six-step}}$$

Le **couple pulsatoire** est défini comme :

$$(II.64) \quad \Delta C_{em} = \frac{C_{em\ max} - C_{em\ moy}}{C_{em\ ref}}$$

Même si les harmoniques de couple sont dues aux harmoniques de courant, un couple oscillatoire petit peut apparaître lorsque les ondulations du courant sont grandes et vice-versa [HOLTZ93]. Cependant, les harmoniques de I_s apparaissent aussi dans I_r et leur combinaison donne les harmoniques de couple. L'hypothèse peut être vérifiée pour un système triphasé en regardant le fait que l'harmonique 6 du couple (combinaison des harmoniques 5 et 1 en sens contraires) est plus grande que les autres (2, 3, 4, 5, 7...). Aussi dans le cas des fréquences MLI : la combinaison des harmoniques 158, 162 et 1 des courants donne les harmoniques 157, 160 et 163 sur le couple. En connaissant les harmoniques de rang bas de I_s ou directement les harmoniques du couple, on peut

estimer la dégradation ou le manque de dégradation des performances dynamiques du variateur.

Les critères sont reliés entre eux sur le même niveau et avec ceux du niveau adjacent. Par exemple : nous recherchons une MLI qui réduit les pertes. Il faut aussi vérifier si elle fait respecter la tension de référence sur tout l'horizon de la variation de vitesse et de charge, si les ondulations du couple ne sont pas augmentées ou si elles restent dans des limites acceptables etc. En même temps, l'évaluation de la stratégie MLI doit être faite par rapport au critère du bruit acoustique, des surtensions etc.

Dans un premier temps nous chercherons donc une ou plusieurs solutions pour un seul problème et dans un deuxième temps nous allons la ou les comparer avec les méthodes MLI déjà utilisées, principalement la MLI triphasée, suivant d'autres critères. Une solution peut être nettement meilleure suivant un seul critère (comme on pourra voir la GDPWM dans le cas de la réduction de pertes), mais d'autres solutions seront favorisées car les performances pondérées en fonction de tous les critères sont meilleures (ex : la DPWMMIN ou la DPWM1).

CHAPITRE III. MODELE GLOBAL DU SYSTEME ETUDIE

III.1. Introduction

Dans le but de trouver les causes théoriques des problèmes rencontrés, mais aussi de pouvoir valider les solutions, nous essayons de reproduire en simulation la globalité du système étudié. Nous avons adopté une approche de simplification maximale de chaque partie du système. Seul le module de la MLI sera détaillé le plus possible en simulation Matlab/Simulink ou POSTMAC.

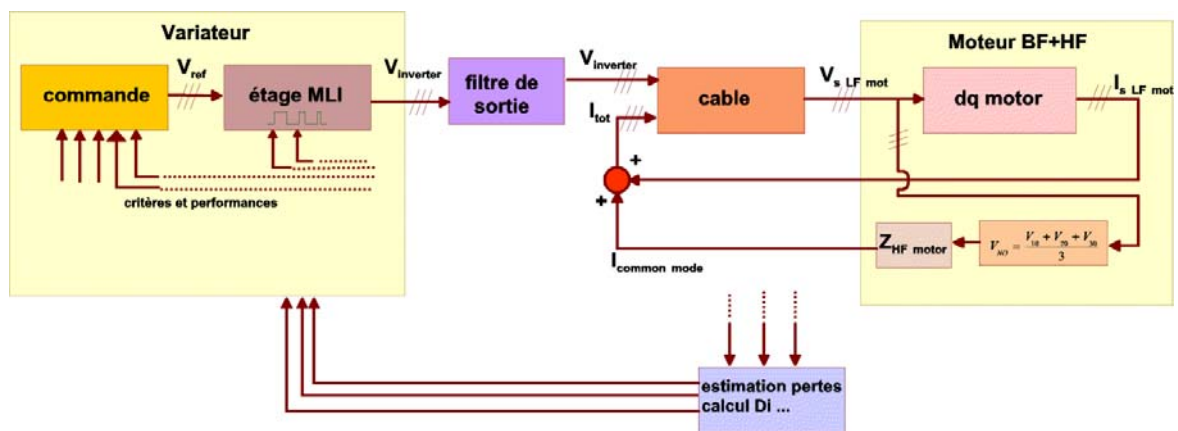


Figure III.1. Schéma complet du modèle de simulation

La Figure III.1 présente le schéma des modules utilisés dans la simulation. Une partie de ceux-là est utilisée pour l'expérimentation aussi. C'est l'avantage de cette représentation modulaire qui se retrouve en Simulink.. Certains blocks, comme la partie HF du moteur, ne sont utilisés que dans une partie des travaux.

Le module *variateur* est représenté par une loi de commande simple ainsi que l'étage MLI. Une loi de commande un peu évoluée est utile pour la stabilité du système, car la modélisation des tensions de référence $V_{10 \text{ ref}}$, $V_{20 \text{ ref}}$, $V_{30 \text{ ref}}$ par des proportionnalités suivant le rapport U/f n'est pas suffisante, même si on ne s'intéresse qu'à la MLI.

L'étage MLI est simulé soit en utilisant une comparaison dent de scie / modulante, soit en suivant une DDT. L'équivalence entre ces deux techniques a été démontrée dans la section II.8.4. Nous favorisons pour chaque cas de simulation la solution la plus simple pour la réalisation. Ceci dépend principalement de la discrétisation du schéma de commande et de la réduction du temps de simulation.

Nous ne parlons plus ici de la MLI car les détails se trouvent dans tous les autres chapitres.

La commande et l'étage MLI sont influencés par les critères de performance à satisfaire. Cependant, nous n'allons pas utiliser un système en boucle fermée, toujours dans le but de simplification.

Le module *câble* est utilisé dans le chapitre VI. Il peut être simulé soit avec des blocks Simulink classiques, soit en utilisant le modèle de ligne de Power System Blockset. Le courant que le câble transporte est le courant imposé par le moteur. Le modèle HF voit ainsi son utilité, comme nous l'expliquons par la suite.

Nous démontrons dans ce chapitre la liaison directe entre la modélisation par *cellules RLCG* (paramètres distribués) et le modèle des *lignes de transmission* (introduction du retard de propagation). Nous mettrons en évidence l'utilité de chaque modèle et les simplifications qu'on peut faire lors de l'étude d'un problème bien précis comme celui des surtensions dans notre cas.

Le module *filtre de sortie* sera aussi utilisé dans le chapitre VI lors du traitement du problèmes des surtensions dues aux câbles longs. Il peut être situé avant le câble ou après le câble, liés au bus continu du variateur ou non, etc. Nous ferons une discussion sur toutes ces possibilités.

Des blocs supplémentaires comme *l'estimation de pertes* onduleur ou *le calcul de Δi* sont rajoutés pour quantifier certains critères de performance. Leurs sorties peuvent aussi être utilisées pour l'évolution en ligne des grandeurs de l'étage MLI, comme dans le cas de la FMPWM. D'autres blocs seront indispensables pour le calcul des méthodes MLI, comme c'est le cas du *calcul du déphasage du courant* pour la GDPWM.

III.2. Le variateur

L'utilisation d'une loi de commande simple s'impose. Le système composé par des références de tension sinusoïdales triphasées qu'on peut appliquer directement à l'étage MLI est insuffisant surtout pour le fonctionnement en basse vitesse. Il est donc nécessaire de remplacer les sinusoïdes de référence par un bloc de contrôle.

Nous utiliserons une commande en dq en boucle ouverte suivant le schéma synoptique de la Figure III.2.

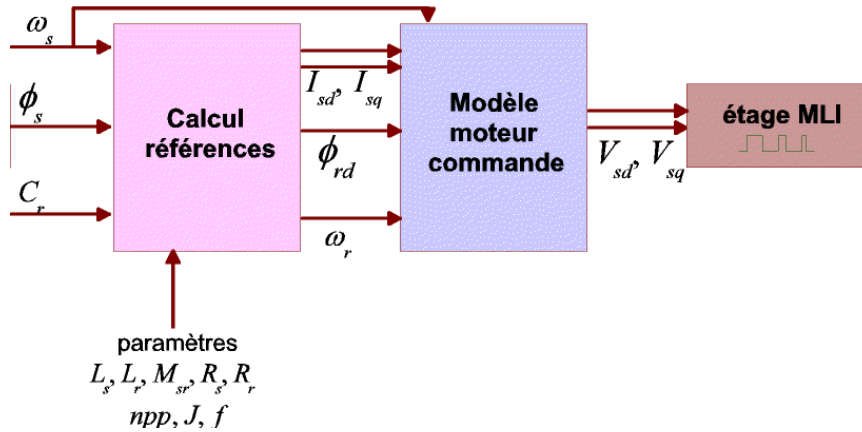


Figure III.2. Synoptique de la commande utilisée

Bloc *calcul références*

Nous utilisons les équations bien connues du modèle de Park :

$$(III.1) \quad \begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ 0 = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega_r \phi_r \end{cases}$$

$$(III.2) \quad \begin{cases} \phi_s = L_s i_s + M_{sr} i_r \\ \phi_r = L_r i_r + M_{sr} i_s \end{cases}$$

$$(III.3) \quad \begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} npp \cdot \text{Im}(\Psi_r i_s^*), \\ J\dot{\Omega}_r = C_{em} - C_r \end{cases} \quad \text{où} \quad \Psi_r = \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \phi_r$$

On en déduit un système réduit en (i_s, Ψ_r) :

- de (III.1) nous obtenons $\dot{\Psi}_r$ et de (III.2) nous obtenons i_r . Ainsi :

$$(III.4) \quad \tau_r \dot{\Psi}_r = -[1 + j \cdot (\omega_s - npp\Omega_r) \cdot \tau_r] \cdot \Psi_r + (1 - \sigma) \cdot L_s i_s$$

- de (III.2) nous obtenons ϕ_s . Nous dérivons et nous le remplaçons dans (III.1). En remplaçant aussi $\dot{\Psi}_r$ obtenu de (III.1) on obtient :

$$(III.5) \quad \sigma L_s \dot{i}_s = -\left(R_s + \frac{(1 - \sigma)L_s}{\tau_r} + j\sigma L_s \omega_s\right) \cdot i_s + \left(\frac{1}{\tau_r} - j \cdot npp\Omega_r\right) \cdot \Psi_r + V_s$$

(III.3) et (III.4) constituent le contenu du bloc *calcul références*. En écriture matricielle ceci devient :

$$(III.6) \quad \begin{pmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \tau_r \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\left(R_s + \frac{(1 - \sigma)L_s}{\tau_r} + j\sigma L_s \omega_s\right) & \left(\frac{1}{\tau_r} - j \cdot npp\Omega_r\right) \\ (1 - \sigma) \cdot L_s & -[1 + j \cdot (\omega_s - npp\Omega_r) \cdot \tau_r] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_s \\ 0 \end{pmatrix}$$

Toute étude sur la MLI se passe en régime établi. Pour réduire le temps de simulation, nous démarrerons directement en régime permanent (RP). Le modèle du moteur, ainsi que les blocs de la commande seront initialisés pour le RP. (III.3), (III.4) et (III.5) deviennent :

$$(III.7) \quad 0 = -\left(R_s + \frac{(1 - \sigma)L_s}{\tau_r} + j\sigma L_s \omega_s\right) \cdot i_s + \left(\frac{1}{\tau_r} - j \cdot npp\Omega_r\right) \cdot \Psi_r + V_s$$

$$(III.8) \quad 0 = -[1 + j \cdot (\omega_s - npp\Omega_r) \cdot \tau_r] \cdot \Psi_r + (1 - \sigma) \cdot L_s i_s$$

$$(III.9) \quad C_{em} = C_r = -\frac{3}{2} npp \text{Im}(\Psi_r i_s^*)$$

Pour simplifier, nous orientons le repère dq en fonction du flux rotorique : $\Psi_{rq} = 0$. Nous obtenons les grandeurs souhaitées (Figure III.2) :

$$(III.10) \quad \Psi_{rd} = \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \phi_s \cdot \frac{1}{1 + j\omega_{g \text{ nom}} \sigma \tau_r},$$

$$(III.11) \quad i_{sd} = \frac{\Psi_{rd}}{(1-\sigma)L_s}$$

$$(III.12) \quad i_{sq} = \frac{2}{3} \frac{C_r}{\Psi_{rd}} \cdot \frac{1}{npp}$$

De (III.8) et (III.9), la condition de régime établi sur les vitesses :

$$(III.13) \quad \omega_r = \frac{\omega_s - \omega_g}{npp}$$

où :

$$(III.14) \quad \omega_g = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{npp} \cdot \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r} \cdot C_r \cdot \frac{1}{\Psi_{rd}^2}.$$

Nous avons utilisé partout la convention *Park amplitude*.

Bloc modèle moteur commande

En RP et en prenant un repère lié au flux rotorique, de (III.8) nous obtenons :

$$(III.15) \quad V_{sd} = \left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r} \right) \cdot i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{rd}$$

$$(III.16) \quad V_{sq} = \left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r} \right) \cdot i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} + npp \Omega_r \Psi_{rd}$$

III.3. Modélisation du câble long

III.3.1. Modélisation par cellules RLCG

La modélisation du câble s'avère utile pour la simulation de grandes longueurs. Il est bien connu que la ligne produit des effets négligeables quand elle est petite. Il faut évaluer jusqu'où les dimensions de la ligne sont supposées négligeables.

La première approximation faite pour modéliser la ligne est qu'elle soit homogène, parallèle, rectiligne et infinie. Le modèle est un quadripôle. Il est démontré qu'une cellule RLCG en Γ est complètement équivalente à une cellule en Π ou en T (Figure III.3).

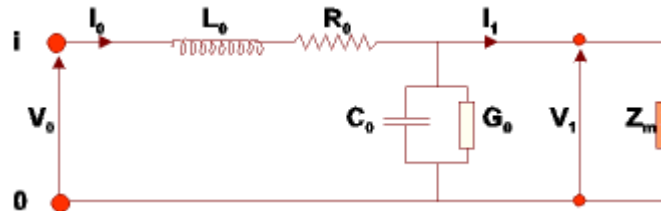


Figure III.3. Une cellule RLCG en Γ avec l'impédance moteur

Le câble est caractérisé par 4 éléments [ESCANED70]: la résistance linéaire R_0 , l'inductance linéaire L_0 , la capacitance linéaire C_0 , la conductance linéaire G_0 . Nous utilisons le modèle en Γ :

$$(III.17) \quad \begin{cases} v_0 - v_1 = (L_0 dx) \cdot \frac{di_0}{dt} + (R_0 dx) \cdot i_0 \\ i_0 - i_1 = (C_0 dx) \cdot \frac{dv_1}{dt} + (G_0 dx) \cdot v_1 \end{cases}$$

Nous recherchons **les fonctions de transfert** de ce module pour pouvoir interpréter le schéma de la Figure III.1, mais aussi pour la théorie des lignes de transmission utilisée par la suite.

Modèle avec une seule cellule

Chaque unité du câble produit les mêmes effets et phénomènes que le câble tout entier. La ligne peut donc être constituée par la succession de n cellules RLCG. Les paramètres R , L , C , G du câble sont donc obtenus par l'intégration des paramètres de toutes les cellules, donc ils incluent dans leur valeur la longueur du câble :

$$(III.18) \quad R=R_0 dx, L=L_0 dx, C=C_0 dx, G=G_0 dx$$

Pour une seule cellule (Figure III.3):

$$(III.19) \quad R=R_0, L=L_0, C=C_0, G=G_0,$$

donc la relation de transfert du câble s'écrit :

$$(III.20) \quad \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & -(Ls + R) \\ -(Cs + G) & 1 + (Ls + R)(Cs + G) \end{pmatrix}}_{X_1} \cdot \begin{pmatrix} V_0 \\ I_0 \end{pmatrix} = X_1 \cdot \begin{pmatrix} V_0 \\ I_0 \end{pmatrix}$$

Le variateur fournit la tension V_0 et le moteur voit V_1 . Le courant de ligne moteur est I_1 :

$$(III.21) \quad V_1 = Z_m \cdot I_1$$

$$(III.22) \quad \frac{V_1}{V_0} = \frac{1}{(R + Ls) \cdot \left(\frac{1}{Z_m} \right) + (R + Ls) \cdot (G + Cs) + 1}$$

Z_m est l'impédance totale du moteur.

Modèle avec n cellules

Les câbles longs ne peuvent pas être modélisés par une seule cellule. De (III.20) on obtient pour n cellules :

$$(III.23) \quad \begin{pmatrix} V_n \\ I_n \end{pmatrix} = X_n \cdot \begin{pmatrix} V_0 \\ I_0 \end{pmatrix},$$

où $X_n = X_1^n$ est la puissance n est la matrice X_1 définie antérieurement. :

$$(III.24) \quad X_n = \begin{pmatrix} x_{11_n} & x_{12_n} \\ x_{21_n} & x_{22_n} \end{pmatrix}.$$

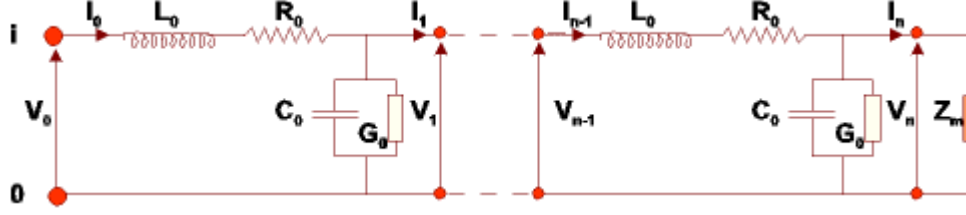


Figure III.4. Modèle n cellules avec l'impédance moteur

Lorsque $n \rightarrow \infty$ (III.17) s'écrit :

$$(III.25) \quad \begin{cases} -\frac{\partial v}{\partial x} = L_0 \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + R_0 \cdot i \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = C_0 \cdot \frac{\partial v}{\partial t} + G_0 \cdot v \end{cases}$$

qui sont les équations bien connues du télégraphiste. Après dérivation en fonction de x :

$$(III.26) \quad \begin{cases} \frac{\partial^2 v}{\partial x^2}(x, t) = \left(R_0 + L_0 \frac{\partial}{\partial t} \right) \circ \left(G_0 + C_0 \frac{\partial}{\partial t} \right) \circ v(x, t) \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2}(x, t) = \left(R_0 + L_0 \frac{\partial}{\partial t} \right) \circ \left(G_0 + C_0 \frac{\partial}{\partial t} \right) \circ i(x, t) \end{cases}$$

où “ \circ ” montre le produit entre les opérateurs. Soit $V(x, s)$, $I(x, s)$ les transformées de Laplace de $v(x, t)$ et, respectivement, $i(x, t)$ dans un point d'abscisse x . Nous pouvons écrire :

$$(III.27) \quad \begin{cases} \frac{d^2 V}{dx^2}(x, s) = \lambda^2 V(x, s) \\ \frac{d^2 I}{dx^2}(x, s) = \lambda^2 I(x, s) \end{cases}$$

où :

$$(III.28) \quad \lambda = \sqrt{(R_0 + L_0 s) \cdot (G_0 + C_0 s)} = \alpha + i \cdot \beta$$

est la **constante de propagation**, α est la **constante d'atténuation** et β la **constante de phase**.

$$(III.29) \quad Z_c = \sqrt{\frac{R_0 + L_0 s}{G_0 + C_0 s}}$$

est l'**impédance caractéristique du câble**.

Nous cherchons la solution du système (III.27) sous la forme :

$$(III.30) \quad V(x, s) = A e^{-x\lambda} + B e^{x\lambda}.$$

En prenant en compte les conditions aux limites :

$$(III.31) \quad V(0, s) = A + B$$

$$(III.32) \quad V(l, s) = A e^{-l\lambda} + B e^{l\lambda} = -\frac{Z_m}{(R_0 + L_0 s)} (-A \lambda e^{-l\lambda} + B \lambda e^{l\lambda}) I(l, s) = \frac{V(l, s)}{Z_m}$$

on obtient :

$$(III.33) \quad A = \frac{Z_m + Z_c}{2Z_m} e^{l\lambda} V(l, s) \quad \text{et} \quad B = \frac{Z_m - Z_c}{2Z_m} e^{-l\lambda} V(l, s).$$

Les fonctions de transfert du câble sont:

$$(III.34) \quad \frac{V(l, s)}{V(0, s)} = \frac{V_n}{V_0} = \frac{1}{\cosh(l\lambda) + \frac{Z_c}{Z_m} \cdot \sinh(l\lambda)}$$

$$(III.35) \quad \frac{i(0, s)}{i(l, s)} = \frac{i_0}{i_n} = \cosh(l\lambda) + \frac{Z_m}{Z_c} \cdot \sinh(l\lambda)$$

III.3.2. Modélisation « ligne de transmission »

Une autre approche des câbles longs est faite par la théorie des lignes de transmission. Cette approche est très utile dans notre cas pour l'étude des surtensions [MELFI97]. Nous allons montrer que celle-ci n'est pas une approche complètement déconnectée de la modélisation par cellules RLCG. Elle ne peut pas être considérée comme une modélisation inférieure, car son utilité est certaine : la modélisation par des retards de réflexion rend compte de la valeur du temps de propagation **tp** qui est l'élément essentiel (chapitre VI).

L'inadaptation entre l'impédance du câble Z_c et celle du moteur Z_m produit des réflexions de l'onde provenant du moteur ou du variateur (Figure III.5). Ainsi, l'amplitude de l'onde directe provenant du variateur est amplifiée ou diminuée par les ondes réfléchies. Nous n'allons insister que sur une partie de cette théorie, déduite de la modélisation des paramètres distribués.

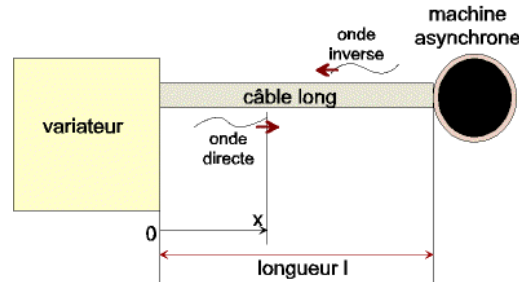


Figure III.5. Position des ondes pour la théorie des lignes de transmission

En partant de (III.34) nous arriverons à une fonction de transfert discrète du câble. Celle-ci est l'image de la superposition des ondes directes et réfléchies. Ceci est utilisé simplement en simulation pour mieux comprendre le phénomène d'apparition des surtensions. De (III.34) on obtient :

$$(III.36) \quad \frac{V_n}{V_0} = \frac{(1 + \gamma_m) \cdot e^{-l\lambda}}{1 + \gamma_m e^{-2l\lambda}}$$

où :

$$(III.37) \quad \gamma_m = \frac{Z_m - Z_c}{Z_m + Z_c}$$

est le **coefficient de réflexion du moteur**. De (III.29) l'impédance caractéristique du câble est donnée par :

$$(III.38) \quad Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

lorsque la condition de Heaviside est remplie :

$$(III.39) \quad \frac{R_0}{L_0} = \frac{G_0}{C_0}$$

L'impédance du moteur Z_m est plusieurs fois plus grande que Z_c , ce qui donne un coefficient de réflexion du moteur de : $\gamma_m = 0,6 \dots 0,9$ [PERSSON92]. Si nous tenons compte de l'impédance du variateur Z_v et du coefficient de réflexion du variateur :

$$(III.40) \quad \gamma_v = \frac{Z_v - Z_c}{Z_v + Z_c} \text{ (approximation: } \gamma_v = -1)$$

nous pouvons écrire au lieu de (III.36) :

$$(III.41) \quad \frac{V_n(l, s)}{V_0(0, s)} = \frac{(1 + \gamma_m) \cdot e^{-l\lambda}}{1 - \gamma_v \gamma_m e^{-2l\lambda}} \cdot \frac{Z_c}{Z_v + Z_c}$$

et :

$$(III.42) \quad \frac{V(x, s)}{V(0, s)} = \frac{e^{-\lambda x} (1 + \gamma_m e^{-2\lambda(l-x)})}{1 - \gamma_v \gamma_m e^{-2l\lambda}} \cdot \frac{Z_c}{Z_v + Z_c} \quad [\text{ESCANED1100}]$$

pour toute position x .

Comme $\gamma_v \gamma_m e^{-2l\lambda} \in]-1, 1[$ nous pouvons développer (III.42) :

$$(III.43) \quad \frac{V(x, s)}{V(0, s)} = \frac{Z_c}{Z_v + Z_c} (e^{-\lambda x} + \gamma_m e^{-\lambda(2l-x)} + \gamma_v \gamma_m e^{-\lambda(2l+x)} + \gamma_v^2 \gamma_m^2 e^{-\lambda(4l-x)} + \dots)$$

La forme générale de (III.43) est :

$$(III.44) \quad \frac{V(x, s)}{V(0, s)} = \frac{Z_c}{Z_v + Z_c} \left(\sum_{k=0}^{\infty} (\gamma_v^k \gamma_m^k e^{-\lambda(2k+l+x)}) + \sum_{k=1}^{\infty} \gamma_m (\gamma_v^k \gamma_m^k e^{-\lambda(2k+l-x)}) \right)$$

Le cas étudié correspond à $x = l$. (III.43) devient :

$$(III.45) \quad \frac{V(l, s)}{V(0, s)} = \frac{Z_c}{Z_v + Z_c} (e^{-l\lambda} + \gamma_m e^{-l\lambda} + \gamma_v \gamma_m e^{-3l\lambda} + \gamma_v^2 \gamma_m^2 e^{-3l\lambda} \dots)$$

ou:

$$(III.46) \quad \frac{V(l, s)}{V(0, s)} = \frac{Z_c}{Z_v + Z_c} \left(\sum_{k=0}^{\infty} (\gamma_v^k \gamma_m^k e^{-(2k+1)l\lambda}) + \sum_{k=0}^{\infty} \gamma_m (\gamma_v^k \gamma_m^k e^{-(2k+1)l\lambda}) \right)$$

Les ondes $V(l, s)$ ou $V(x, s)$ sont constituées par la sommation des ondes directes provenant du variateur (multipliées par γ_v chaque fois qu'elles retournent au variateur) et des ondes réfléchies sur le moteur (multipliées chaque fois par γ_m). Ces ondes se propagent avec la vitesse :

$$(III.47) \quad v = \frac{\partial x}{\partial t} = \pm \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{m}{s} \right], \quad [\text{KERKMAN96}]$$

où ε est la permittivité électrique du câble et c la vitesse de la lumière. La valeur relative typique est $\varepsilon_r = 4.5$ ce qui donne une vitesse de propagation égale à la moitié de la vitesse de la lumière c ($\approx 150 \text{ m}/\mu\text{s}$).

A la fin d'un **temps de propagation t_p** :

$$(III.48) \quad t_p = l \sqrt{L_0 C_0} = \frac{1}{4 \cdot f_0} \quad [s]$$

une onde directe (*onde dir_1*) qui vient du variateur arrive au moteur où, à cause de l'inadaptation des impédances câble et moteur, elle se réfléchit vers l'autre bout du câble, vers le variateur (*onde dir_1 + onde inv_1*). Pendant tout le temps de la propagation entre le moteur et le variateur, le front de l'onde a une amplitude de :

$$(III.49) \quad V_{total} = V_0(1 + \gamma_m)$$

La nouvelle onde directe (*onde dir_1 + onde inv_1 + onde dir_2*), provenant du variateur après la deuxième réflexion, a la même amplitude que la première onde directe car la première réflexion sur le moteur est annulée par la réflexion sur le variateur (*onde $dir_2 = -onde inv_1$*). Après un autre temps **t_p** , une nouvelle réflexion sur le moteur crée une onde composée par l'onde directe initiale (*onde dir_1*) et la réflexion de l'onde dir_2 (*onde dir_1 + onde inv_2*) et ainsi de suite.

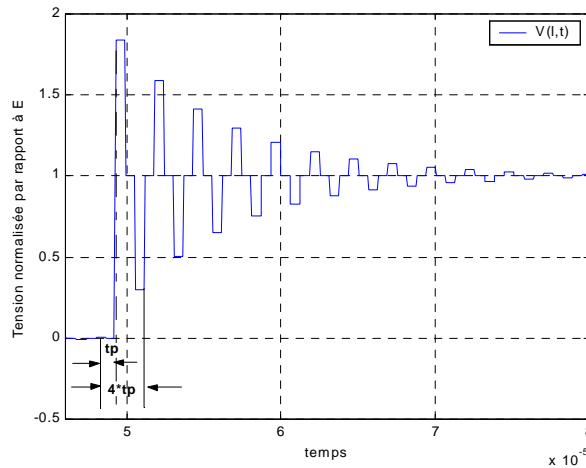


Figure III.6. Oscillation simple au bout du câble arrivant au moteur

La somme de toutes les ondes directes et réfléchies à un instant donné sur les enroulements du moteur produit les oscillations (Figure III.6).

On peut écrire l'**amplitude** de l'onde après **$k-1$** réflexions, c'est à dire au pas **k** (la parenthèse droite marque la partie entière) :

$$(III.50) \quad V_{total} = \sum_{i=1}^k V_0 \cdot \left(\gamma_m^{\left[\frac{i}{2} \right]} \cdot \gamma_s^{\left[\frac{i-1}{2} \right]} \right)$$

La simulation avec Matlab/Simulink est faite en tenant compte de toutes les transitions dues à la MLI et pour les 3 bras du système. Les résultats de la Figure III.7 sont donc obtenus en simulant le câble comme une ligne de transmission où sur les ondes directes et inverses ne réagissent que des retards de **t_p** .

Pour avoir une oscillation complète, le temps nécessaire est de $4 \cdot t_p$ (III.48). Comme l'amplitude du retard $\lambda \cdot l$ est égale à **t_p** , (III.45) peut être écrite comme :

(III.51)

$$V(l, t) = V(0, t - tp) + \gamma_m V(0, t - tp) + \gamma_v \gamma_m V(0, t - 3tp) + \gamma_v^2 \gamma_m^2 V(0, t - 3tp) + \gamma_v^2 \gamma_m^2 V(0, t - 4tp) + \dots$$

Une simulation de cette équation est montrée en exemple (Figure III.7). Le temps de simulation est très court.

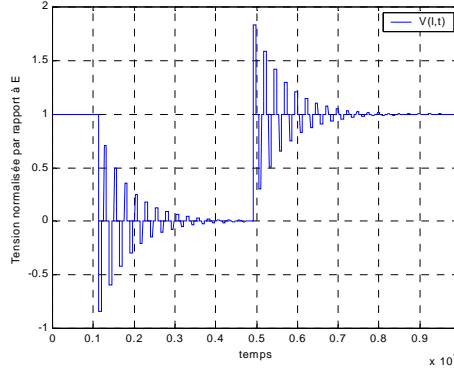


Figure III.7. Représentation de la tension V_{10} par la simulation utilisant les retards

La fonction de transfert discrète du câble (III.36) devient:

$$(III.52) \quad \frac{V_n}{V_0} = \frac{(1 + \gamma_m)e^{-tp \cdot s}}{1 - \gamma_s \gamma_m e^{-2tp \cdot s}} \frac{Z_c}{Z_v + Z_c}$$

Cette approche donne quelques relations simples pour la fréquence de résonance f_0 (III.48), pour le temps de propagation tp et pour l'amplitude de la surtension maximale (III.49), utilisés dans les sections suivantes.

A titre de remarque, par la comparaison du maximum de la fonction de transfert de (III.52) qui est :

$$(III.53) \quad \frac{V_n}{V_0}(j\omega)_{\max} = \frac{1 + \gamma_m}{1 - \gamma_m}$$

et le maximum de la fonction de transfert continue (III.34), γ_m peut être obtenue.

III.3.3. Domaines d'utilisation des deux approches

Chacune des deux approches – les cellules RLCG et la ligne de transmission – permettent une meilleure compréhension des phénomènes et une simplification de la recherche. Elles peuvent être utilisées avec succès pour la simulation, en tenant toujours compte des approximations à faire.

La modélisation par ligne de transmission rend compte de l'existence d'un élément essentiel dans l'étude des surtensions (chapitre VI) : le temps de propagation tp . La solution « logiciel » qui sera proposée n'existerait pas si on n'avait pas bien identifié tp . D'un autre côté, ce modèle ne permet pas de se rendre compte du vrai temps d'atténuation de la surtension. Celui-ci peut être obtenu si on fait varier l'inductance de ligne des paramètres localisés. D'autres effets comme l'atténuation de la ligne ne sont pas pris en compte.

En avançant un peu les résultats obtenus avec le modèle de simulation de la Figure III.1, nous montrons l'équivalence entre les deux approches de simulation, en ce qui concerne la surtension de ligne. Dans les figures suivantes la surtension obtenue par introduction des retards est interpolée.

Une comparaison entre la simulation par 5 cellules RLCG et par l'approche ligne de transmission montre que les résultats coïncident (Figure III.8, Figure III.9).

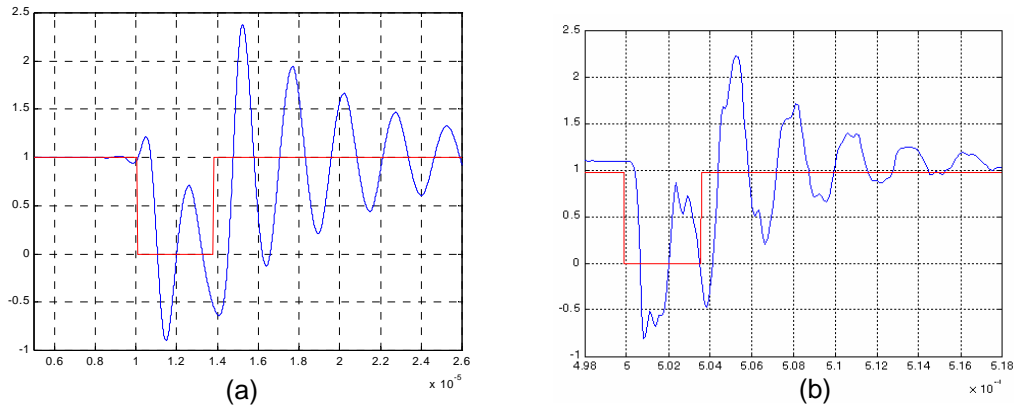


Figure III.8. Impulsions de largeur 3,7 μs = 5,6tp : (a) approche « ligne de transmission », (b) approche « cellule RLCG » - 5 cellules

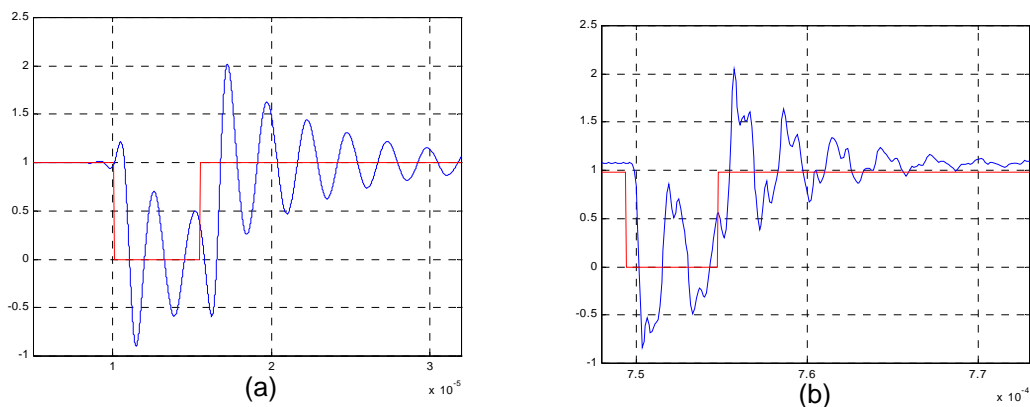


Figure III.9. Impulsions de largeur 5,4 μs = 8,2tp : (a) approche « ligne de transmission », (b) approche « cellule RLCG » - 5 cellules

Des deux figures nous obtenons aussi un résultat très important qui sera utilisé dans le chapitre VI : des largeurs d'impulsion MLI plus petites peuvent produire des surtensions plus grandes.

Lors des simulations en Simulink (système de la Figure III.1) nous utilisons la modélisation par cellules RLCG.

III.4. Modélisation du moteur

Pour une meilleure précision dans l'étude des surtensions et pour l'étude des courants de fuite, un modèle moteur qui tient compte de son fonctionnement HF est nécessaire.

Dans un premier temps nous présentons le modèle BF dans sa forme complexe utilisé pour l'interprétation des surtensions et dans un deuxième temps le modèle BF utilisé en simulation. Plusieurs blocs ont été simulés pour se rendre compte des erreurs que la simulation peut introduire : un modèle lié au repère fixe $\alpha\beta$ et un autre dans un

repère dq lié à Φ_s . Nous nous sommes décidés à utiliser ce dernier pour la grande partie des simulations car les erreurs d'intégration sont plus petites lorsqu'il s'agit de grandeurs théoriquement continues ($I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}$).

Après la description du modèle HF, une description de l'ensemble du moteur sera faite.

III.4.1. Modèle complexe BF du moteur

Le modèle basse fréquence utilisé correspond à un schéma classique de la Figure III.10 et aux équations (III.1) et (III.2).

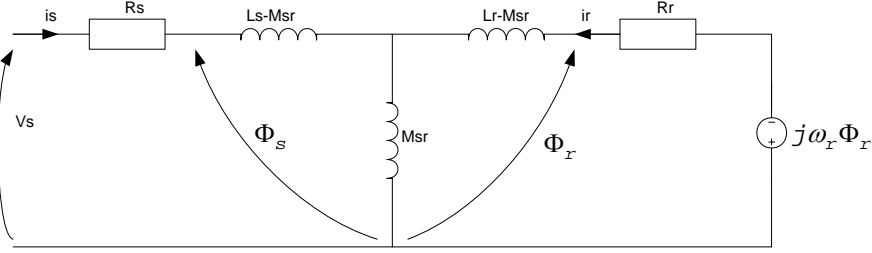


Figure III.10. Modèle généralisé BF avec fuites réparties

En régime permanent ω_r est constante. En utilisant l'opérateur s l'impédance complexe Z_{mBF} s'écrit:

$$(III.54) \quad Z_{mBF} = \frac{R_s + s \cdot (L_s + R_s \tau_r) - s^2 \cdot (\sigma L_s \tau_r) - j \omega_r \tau_r \cdot (R_s + s \cdot \sigma L_s)}{1 + s \tau_r - j \omega_r \tau_r}$$

En écrivant l'impédance comme il suit :

$$(III.55) \quad Z_{mBF} = I \cdot \text{Re} + J \cdot \text{Im}, \quad \text{avec} \quad I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix},$$

nous obtenons les 3 impédances moteur :

$$(III.56) \quad Z_{mBF123} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \text{Re} & -\text{Im} \\ \text{Im} & \text{Re} \end{pmatrix}}_{Z_{mLF}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}}_B$$

Les matrices A et B correspondent aux transformations de Park. Z_{mBF123} (III.56) est une matrice (3,3) contenant les impédances théoriques V_{1N}/I_{s1} , V_{1N}/I_{s2} , ..., V_{3N}/I_{s3} .

III.4.2. Modèle BF pour la simulation du moteur

Modèle moteur dans le repère fixe $\alpha\beta$

Les équations électriques du moteur :

$$(III.57) \quad V_{s\alpha\beta} = R_s i_{s\alpha\beta} + \frac{d\Phi_{s\alpha\beta}}{dt}$$

$$(III.58) \quad 0 = R_r i_{r\alpha\beta} + \frac{d\Phi_{r\alpha\beta}}{dt} - j \omega_r \Phi_{r\alpha\beta}$$

$$(III.59) \quad \Phi_{s\alpha\beta} = L_s i_{s\alpha\beta} + M_{sr} i_{r\alpha\beta}$$

$$(III.60) \quad \Phi_{r\alpha\beta} = L_r i_{r\alpha\beta} + M_{sr} i_{s\alpha\beta}$$

En (i_s, i_r) on obtient la relation de transfert suivante :

$$(III.61) \quad \begin{pmatrix} L_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & L_r \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r M_{sr} & -R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M_{sr} & 0 & \omega_r L_r & -R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Equation mécanique :

$$(III.62) \quad J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r$$

$$(III.63) \quad C_{em} = \frac{3}{2} \cdot npp \cdot \text{Im}(i_{r\alpha\beta}^* \Phi_{r\alpha\beta}),$$

en utilisant la convention Park amplitude constante.

Modèle moteur dans le repère dq lié à Φ_s

Les équations électriques du moteur :

$$(III.64) \quad V_{sdq} = R_s i_{s\,sdq} + \frac{d\Phi_{s\,sdq}}{dt} + j\omega_s \Phi_{s\,sdq}$$

$$(III.65) \quad 0 = R_r i_{r\,rdq} + \frac{d\Phi_{r\,rdq}}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \Phi_{r\,rdq}$$

$$(III.66) \quad \Phi_{s\,sdq} = L_s i_{s\,sdq} + M_{sr} i_{r\,rdq}$$

$$(III.67) \quad \Phi_{r\,rdq} = L_r i_{r\,rdq} + M_{sr} i_{s\,sdq}$$

En (i_s, i_r) on obtient le modèle suivant :

$$(III.68) \quad \begin{pmatrix} L_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & L_r \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M_{sr} \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M_{sr} & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_r) L_r & -R_r & (\omega_s - \omega_r) M_{sr} \\ -(\omega_s - \omega_r) L_r & 0 & -(\omega_s - \omega_r) M_{sr} & -R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Equation mécanique :

$$(III.69) \quad J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r$$

$$(III.70) \quad C_{em} = \frac{3}{2} \cdot npp \cdot \text{Im}(i_{r\,rdq}^* \Phi_{r\,rdq})$$

Régime permanent

Pour démarrer la simulation directement en régime permanent, nous imposons des valeurs initiales calculées avec (III.11), (III.12) et (III.13) ainsi qu'avec :

$$(III.71) \quad i_{rd} = \frac{\Psi_{rd}}{M_{sr}} - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{sd}$$

$$(III.72) \quad i_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq}$$

III.4.3. Modèle HF du moteur

Nous allons utiliser un modèle intéressant avec de bonnes performances présenté dans [BOGLIETTI99]. On considère qu'à partir d'une certaine fréquence qu'on étudiera ci-dessous, le moteur se réduit à sa partie HF.

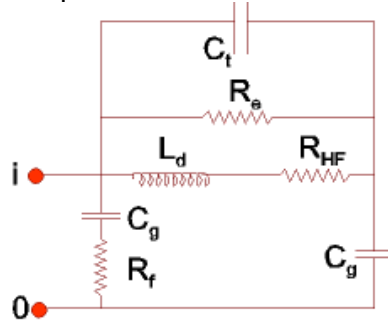


Figure III.11. Modèle HF du moteur

Dans ce modèle, R_{HF} représente la résistance de phase pour le rotor et le stator du moteur HF, R_e est la résistance représentant les courants de Foucault dans la carcasse et le cœur du moteur HF, R_f la résistance représentant l'effet dissipatif dans C_g , C_g la capacité représentant le couplage capacitif distribué entre l'enroulement du moteur et la terre (capacité de mode commun), C_t la capacité représentant le couplage capacitif distribué entre deux enroulements du moteur et L_d l'inductance de fuite pour une phase du moteur HF.

L'impédance de mode commun est donc donnée par (III.73).

$$(III.73) \quad Z_{mHF} = \frac{X}{Y}$$

$$X = s^2 L_d \cdot (C_t + C_g) + s \frac{L_d}{R_e} + 1$$

$$Y = 2sC_g \cdot \left[s^2 L_d \cdot \left(C_t + \frac{C_g}{2} \right) + s \frac{L_d}{R_e} + 1 \right]$$

III.4.4. Modèle complet BF+HF

Nous proposons une jonction entre les deux modèles BF et HF du moteur (Figure III.12).

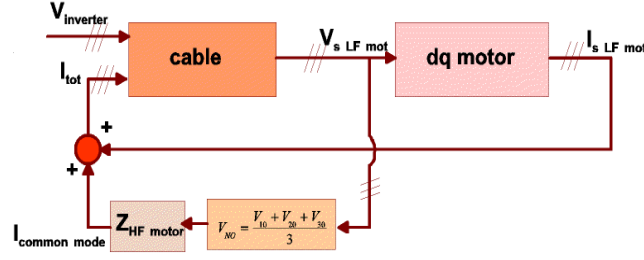


Figure III.12. Modèle BF+HF proposé

Le bloc **dq** contient les neuf impédances de (III.56).

L'approximation qu'on fait lors de la modélisation (Figure III.12) est de considérer que l'impédance $Z_{m\ HF}$ est l'impédance de mode commun. En fait, le courant de mode commun (la partie HF du moteur) est ajouté à chaque courant de ligne de la partie BF du modèle. Le résultat est le courant que le variateur doit donner, donc ce qu'on applique en entrée du câble.

La séparation entre les impédances $Z_{m\ BF}$ et $Z_{m\ HF}$ prend en compte que l'impédance HF est très grande pour les fréquences basses, donc les courants ne sont pas influencés par celle-ci. De même, l'impédance BF est très grande pour les HF.

Nous pouvons vérifier par le diagramme de Bode (Figure III.13) que l'impédance BF est presque complètement séparée de l'impédance HF du moteur. Le diagramme est tracé avec les paramètres du moteur LS7.5.

Chaque terme de l'impédance totale est :

$$(III.74) \quad Z_{m(j,k)} = Z_{m\ BF(j,k)} \parallel Z_{m\ HF} = \frac{Z_{m\ BF(j,k)} \cdot Z_{m\ HF}}{Z_{m\ BF(j,k)} + Z_{m\ HF}}, \quad j, k=1, 2, 3$$

La résonance qui apparaît à 48 Hz est due au couplage des modèles.

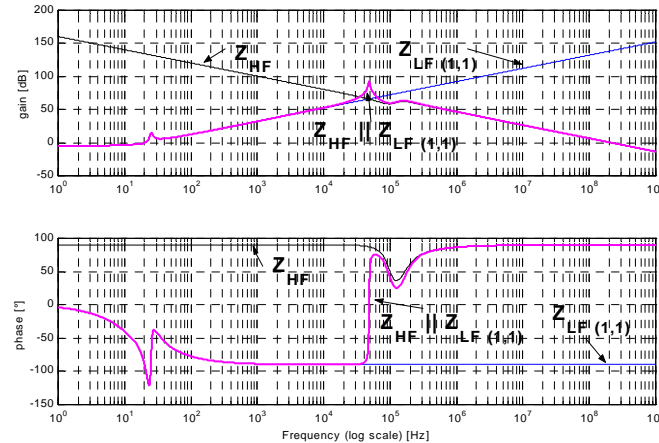


Figure III.13. Diagramme de Bode des impédances du moteur LS7.5, $\omega_r = 25\ Hz$

L'idée de séparer les parties BF et HF du moteur simplifie la représentation mathématique et étend l'aire de simulation à des logiciels différents de ceux qui sont basés sur les éléments électroniques. Ainsi, Simulink classique est suffisant pour simuler tout le système de la Figure III.1. Le PSB (Power System Blockset) n'est plus

indispensable. L'interconnexion des éléments du modèle HF et du modèle BF est possible, donnant des résultats de simulation plus précis, mais la complexité du système augmente énormément. Nous favorisons toujours la simplicité du système.

Le modèle HF donne plus de précision dans le cas de la simulation des surtensions (chapitre VI) : les mêmes effets de mode commun sont expérimentalement obtenus sur les tensions V_{iO} au bout du câble arrivant au moteur.

III.5. Modèle global. Interactions entre parties

Nous reprenons l'interprétation de la globalité de la Figure III.1. Cependant le module filtre de sortie est ignoré pour l'instant.

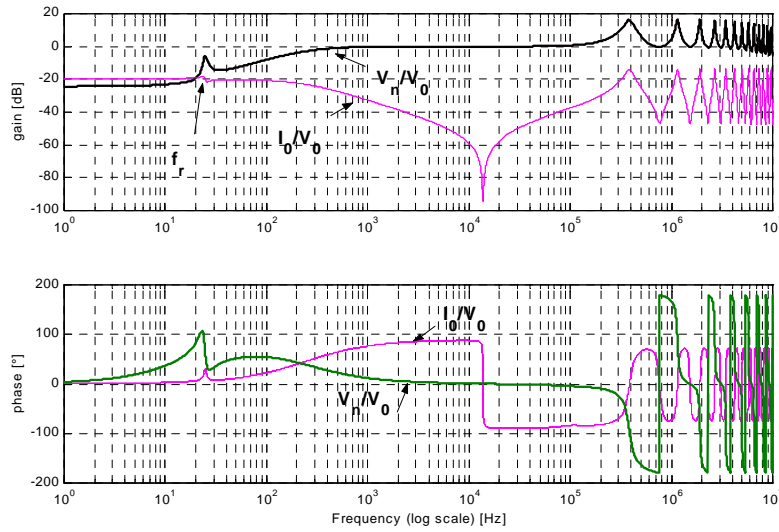


Figure III.14. Diagrammes de Bode avec LS7.5 et un câble blindé de 100 m, $\omega_r = 25 \text{ Hz}$

En remplaçant (III.74) en (III.34), nous obtenons le diagramme de Bode du transfert en tensions V_n/V_0 qui caractérise le système complet variateur/câble/moteur. De même, en utilisant aussi (III.35), nous obtenons le transfert I_0/V_0 . Les deux transferts représentés sur la Figure III.14, mettent en évidence les surtensions dues aux câbles longs.

La première résonance apparaît pour :

$$(III.75) \quad f_0 = \frac{1}{4l\sqrt{L_0C_0}}$$

qui est la fréquence caractéristique du câble (III.48), 395 kHz dans cet exemple. L'amplitude des résonances diminue avec la fréquence, donc on en déduit que les surtensions ne contiennent pas les très hautes fréquences, mais les surcourants qui apparaissent au niveau variateur les contiennent. Ceci explique aussi la richesse en harmoniques des courants de fuite.

Nous allons détailler tout ceci lors de l'étude des surtensions, en début du chapitre VI.

Une simulation simple ne peut pas utiliser un modèle de câble continu ou un modèle à n cellules avec $n \rightarrow \infty$. Si le câble est représenté par 5 cellules RLCG l'erreur sur la phase ou sur l'amplitude par rapport au modèle continu est d'environ 10% (seulement les premières résonances sont importantes). Une approximation par 20 cellules (Figure III.15) est un compromis acceptable entre la complexité de la simulation et l'erreur par rapport au modèle continu (environ 2,5% entre l'amplitude simulé et celle réelle).

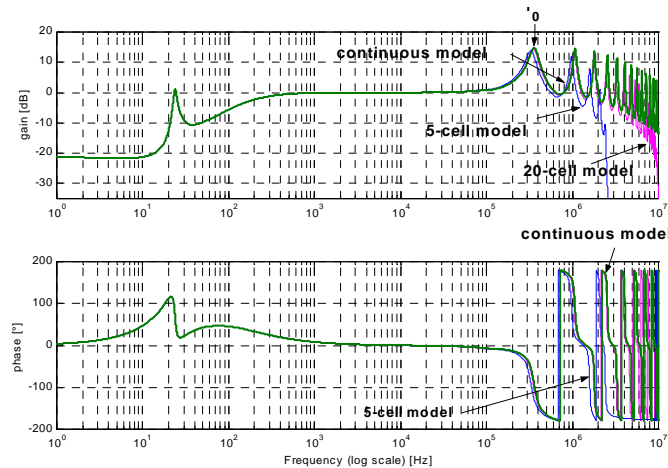


Figure III.15. Comparaison des modèles avec les paramètres de LS7.5 et du câble blindé 100 m

Nous faisons une comparaison des résultats du point de vue surtensions entre la simulation et la mesure faite avec le moteur LS0.55 dans la Figure III.16.

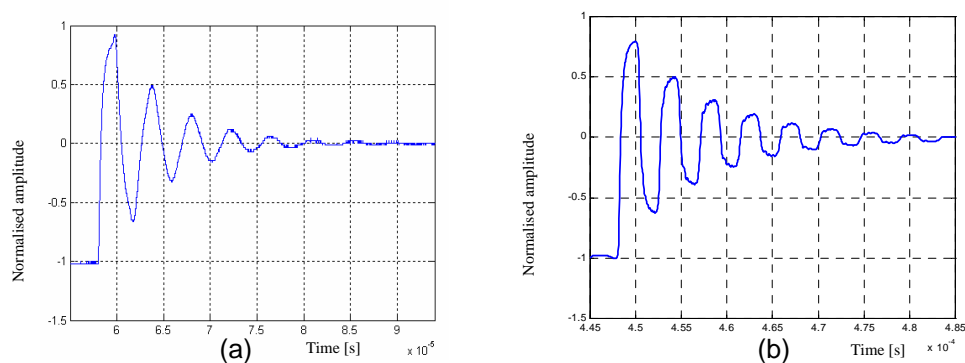


Figure III.16. Validation de la simulation (b) avec la mesure (a) dans le cas des surtensions

Des différences apparaissent à cause de la largeur de bande de l'oscilloscope, car la mesure de Figure III.16 (a) est une petite partie d'un grand horizon de mesure. L'amplitude de V_{21} est normalisée par rapport à la tension de bus E.

L'effet de peau est observable dans le temps d'atténuation du câble. Ceci est une raison de plus pour l'introduction du modèle HF du moteur.

Une autre comparaison simple est montrée dans la Figure III.17 entre les courants de fuite mesurés dans des conditions non-standard et le courant de mode commun donné par la simulation utilisant le modèle HF du moteur. Sans ce dernier, les courants de fuite ne peuvent pas être simulés. Les résultats sont obtenus avec un câble ayant une fréquence $f_0=152$ KHz et la simulation est faite avec 20 cellules RLCG. Les différences essentielles sont dues au nombre réduit de cellules RLCG dans la simulation. La précision sur l'amplitude des résonances pourra être augmentée par l'introduction de l'effet de peau dans la simulation, supplément que nous n'avons pas considéré indispensable pour les problèmes étudiés : les surtensions ou l'étude comparative entre courants produits par différentes méthodes MLI.

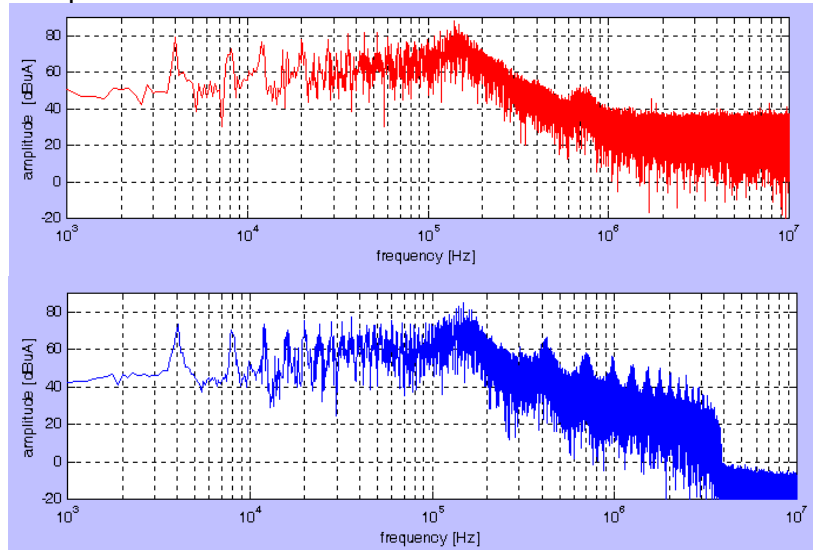


Figure III.17. Comparaison des courants de fuite mesurés (fig. haute) et simulés (fig. basse)

Le modèle BF du moteur peut être le seul nécessaire à côté de la commande et de l'étage MLI pour la simulation des pertes onduleur ou pour la comparaison des spectres d'harmoniques obtenus avec différentes stratégies MLI. Cependant, lorsqu'on étudie le problème des surtensions, le module câble doit être rajouté, ainsi que la partie HF du moteur pour obtenir une meilleure précision en simulation ou pour pouvoir simuler les courants de fuite.

De même, un filtre de sortie onduleur peut être ajouté pour l'amélioration de l'onde de sortie ou pour résoudre le problème des surtensions ou CEM. Nous ne donnerons ici qu'un exemple de modélisation du module *filtre de sortie*, en laissant la discussion entière sur celui-ci pour le chapitre VI.

III.6. Le filtre de sortie

Un filtre entre le variateur et le moteur est envisageable a priori pour :

- réduire les surtensions dues aux câbles longs
- réduire les courants de fuite (donc avoir des performances CEM meilleures en conduit).

Les filtres peuvent être de plusieurs types, les plus simples étant les filtres sinusoïdaux, dV/dt ou les « terminators » (modules RC pour adapter la ligne au moteur). A priori un filtre sinusoïdal est nettement plus avantageux, dans notre cas, qu'un filtre dV/dt car on rajoute d'autres performances à celles présentées ci-dessus :

- pas de bruit acoustique
- réduction de pertes machine

- extension de linéarité augmentée.

Nous donnons l'exemple assez général de la modélisation du filtre RLC placé en sortie du variateur (Figure III.18). D'autres filtres peuvent être modélisés par la réduction du nombre d'éléments de ce filtre.

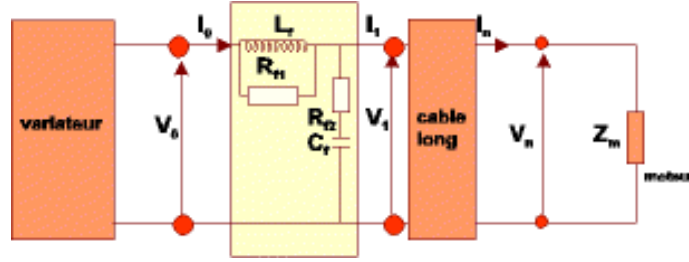


Figure III.18. Filtre RLC en sortie du variateur

La relation de transfert est :

$$(III.76) \quad \begin{cases} i_0 = (v_0 - v_1) \cdot \frac{L_f s + R_{f1}}{s + L_f R_{f1}} \\ v_1 = (i_0 - i_1) \cdot \frac{R_{f2} C_f s + 1}{C_f s} \end{cases}$$

Le filtre est considéré comme étant un quadripôle avec v_0, i_0 en entrée et v_1, i_1 en sortie. Le calcul est fait de manière itérative : v_1 en fonction de i_0 et i_0 en fonction de v_1 . v_0 est fourni par le variateur, i_1 est imposé par le moteur.

Un simple filtre LC améliore visiblement les tensions moteur, ainsi que les courants. Nous donnons un exemple (Figure III.19), ces résultats étant commentés et détaillés dans le chapitre VI.

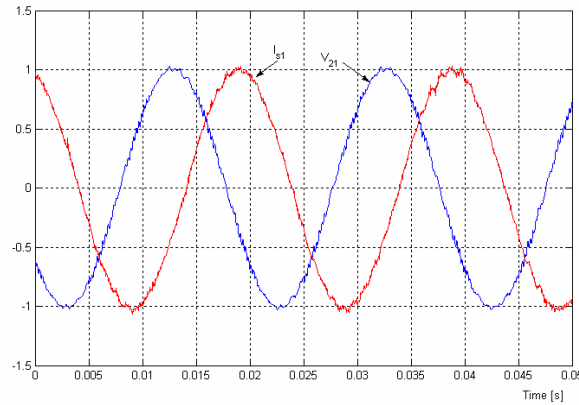


Figure III.19. Tension et courant mesurés après application du filtre sinusoïdal 5010 Schaffner

III.7. L'estimation de l'ondulation du courant

Nous considérons i_s comme un des courants de ligne i_{s1} ou i_{s2} ou i_{s3} , en instantané. On peut écrire :

$$(III.77) \quad i_s = i_{s \text{ fondamentale}} + \tilde{i}_s$$

où \tilde{i}_s est l'ondulation du courant, i.e. tous les harmoniques du courant.

Il est démontré que :

$$(III.78) \quad \tilde{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \int (v_s - v_{s \text{ ref}}) dt$$

La variation maximale de \tilde{i}_s constitue le Δi .

En simulation nous réalisons un calcul récursif de l'ondulation du courant de manière discrète, suivant le schéma de la Figure III.20.

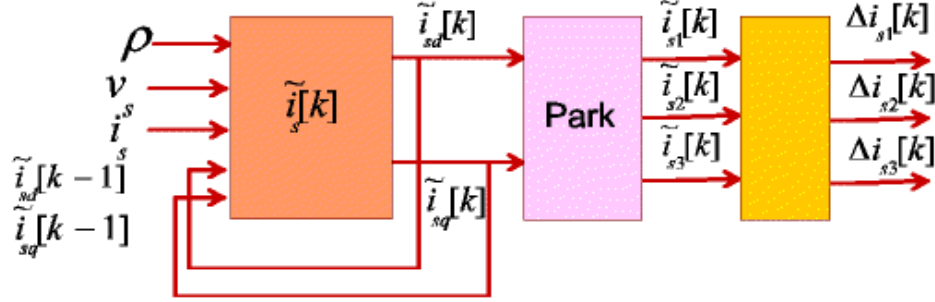


Figure III.20. Schéma synoptique du calcul de Δi

Le premier bloc du schéma (Figure III.20) traduit l'équation (III.78), en coordonnées dq et à chaque pas d'échantillonnage k :

$$(III.79) \quad \begin{cases} \tilde{v}_{sd}[k] = v_{sd}[k] - v_{sd \text{ ref}}[k] \\ \tilde{v}_{sq}[k] = v_{sq}[k] - v_{sq \text{ ref}}[k] \end{cases}$$

$$(III.80) \quad \begin{cases} \tilde{i}_{sd}[k] = \frac{1}{\sigma L_s} \tilde{v}_{sd}[k] \cdot T_e + \tilde{i}_{sd}[k-1] \\ \tilde{i}_{sq}[k] = \frac{1}{\sigma L_s} \tilde{v}_{sq}[k] \cdot T_e + \tilde{i}_{sq}[k-1] \end{cases}$$

Le Δi est calculé par la suite, pour chaque courant de ligne, comme la différence entre le maximum et le minimum de l'ondulation du courant :

$$(III.81) \quad \Delta i_{s i} [k] = \left| \tilde{i}_{s i \text{ max}} - \tilde{i}_{s i \text{ min}} \right|$$

La validation de cette méthode est faite par la comparaison entre \tilde{i}_{sd} et \tilde{i}_{sq} obtenus par (III.80) et les ondulations du courant obtenues des courants de ligne réels par soustraction de la moyenne (Figure III.21).

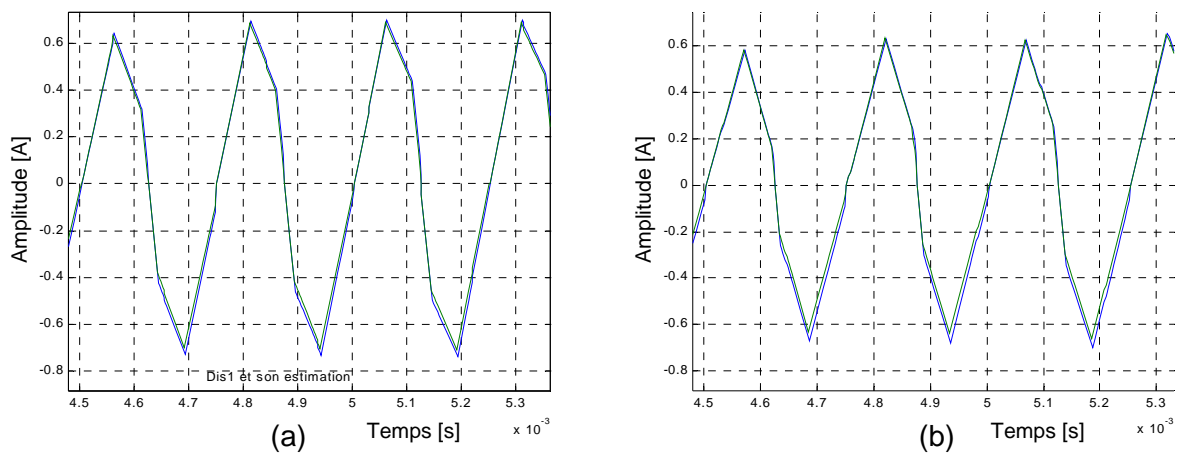


Figure III.21. Comparaison entre Di_1 réel et Di_1 calculé en charge (a) et à vide (b)

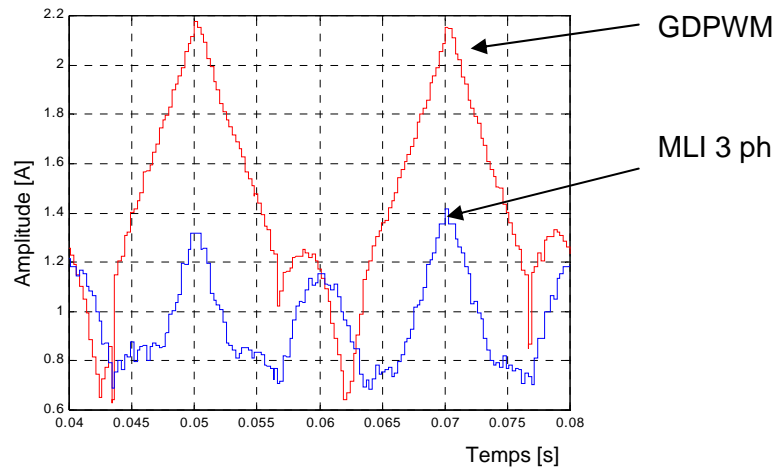


Figure III.22. Exemple de résultat de calcul direct de Di_1 . Comparaison entre la GDPWM et la MLI triphasée

Les résultats de la Figure III.21 et Figure III.22 sont obtenus par simulation avec le moteur ATB4. Les maxima d'ondulations de la Figure III.22 correspondent aux maxima des sinusoïdes de tension, car nous avons représenté deux périodes complètes de la tension de référence (2/25 Hz).

Ce bloc d'estimation sera utilisé surtout pour la méthode FMPWM, dans le chapitre IV.

III.8. Conclusion

Nous avons réuni et détaillé dans ce chapitre les parties de l'ensemble variateur/filtre/câble/moteur sur lequel l'impact de la MLI est à étudier. Cette présentation globale est utile, même si dans les sections suivantes seulement quelques modules seront utilisés à la fois.

Cependant nous n'avons pas détaillé les blocs comme *l'estimation des pertes* ou *le calcul du déphasage* (V , I) car leur existence est strictement liée à un critère de performance MLI. Pour alléger l'exposé, ces modules seront explicités lors de leur utilisation.

L'approche de simplification adoptée démontre l'utilité des différentes modélisations comme celle par *paramètres localisés* ou par *ligne de transmission* pour le câble long. La liaison directe entre ces deux modèles est aussi démontrée.

Une modélisation originale du moteur est obtenue par l'utilisation du moteur HF à côté du moteur BF (modèle classique de Park).

CHAPITRE IV. OPTIMISATION EN VUE DE LA REDUCTION DES PERTES ONDULEUR

IV.1. Introduction

La démarche initiale est de trouver une méthode MLI qui réduit les pertes par **commutation** de l'onduleur. Les pertes par **conduction** ne peuvent a priori pas être réduites avec les méthodes MLI classiques, car deux éléments du bras (diode et IGBT) conduisent en permanence. Cependant, lorsqu'on déconnecte complètement le bras, en dépit de l'impact sur le courant de ligne, les pertes par conduction sont diminuées de 33%. Cette idée sera étudiée.

La démarche d'ensemble de nos travaux demande la recherche d'une stratégie qui satisfait à la fois plusieurs critères. C'est pour cette raison que nous avons proposé la **FMPWM (Frequency Modified PWM)** qui, par son fonctionnement à fréquence aléatoire de moyenne réduite donne des performances en pertes et bruit acoustique intéressantes. Nous ferons une discussion sur ce que cette méthode peut apporter au niveau pertes, mais aussi bruit acoustique et surtensions de ligne.

En partant d'un modèle d'estimation de pertes, deux méthodes MLI sous-optimales (la DPWMMIN et la DPWM1) et une optimale (la GDPWM) sont choisies comme solutions acceptables. Ceci tient compte de leur performance pondérée suivant différents critères. Une conclusion sur les avantages et les désavantages de ces méthodes est tirée à la fin de l'estimation de pertes.

L'étude est basée sur la classification générale des méthodes MLI et sur la représentation graphique de la MLI (chapitre II) qui facilite la compréhension de chaque méthode séparément.

En plus du modèle utilisé pour l'estimation des pertes, en début du chapitre nous donnons quelques résultats de simulation et mesure sur les méthodes **MLVPWM (DPWM2)** et **DPWMMIN**, comme représentantes des méthodes deux-phases symétriques et asymétriques. La description de la GDPWM, comme méthode générale optimale est présentée ensuite.

Nous faisons une comparaison des spectres d'harmoniques par rapport à la MLI triphasée classique et la MLI régulière (section II.2). Nous introduisons dans la comparaison les méthodes **MLI modulante aléatoire** (ATV58) et **MLI porteuse aléatoire** (ATV66). Ces résultats seront utiles pour le chapitre V.

Une connaissance des performances des stratégies MLI les plus représentatives est ainsi obtenue.

IV.2. Modèle d'estimation dynamique des pertes

Il existe deux types de pertes Joules dans l'onduleur (Figure II.1) :

- les pertes par commutation
- les pertes par conduction.

Les pertes par commutation

Les pertes par commutation sont généralement proportionnelles à la puissance commutée par chaque interrupteur. Comme la tension de bus est constante, on peut dire que les pertes sont proportionnelles au courant qui passe par chaque interrupteur. Celui-ci est en fait le courant de phase. Les formules de calcul de la puissance dissipée varient en fonction du producteur mais elles sont généralement de la forme :

$$(IV.1) \quad A \cdot i^B \cdot f$$

où **A** et **B** sont des coefficients donnés par les courbes constructeur, **i** est le courant qui passe par l'interrupteur et **f** la fréquence de commutation.

Les coefficients **A** et **B** sont déduits de l'énergie de commutation donnée par le constructeur (Figure IV.1).

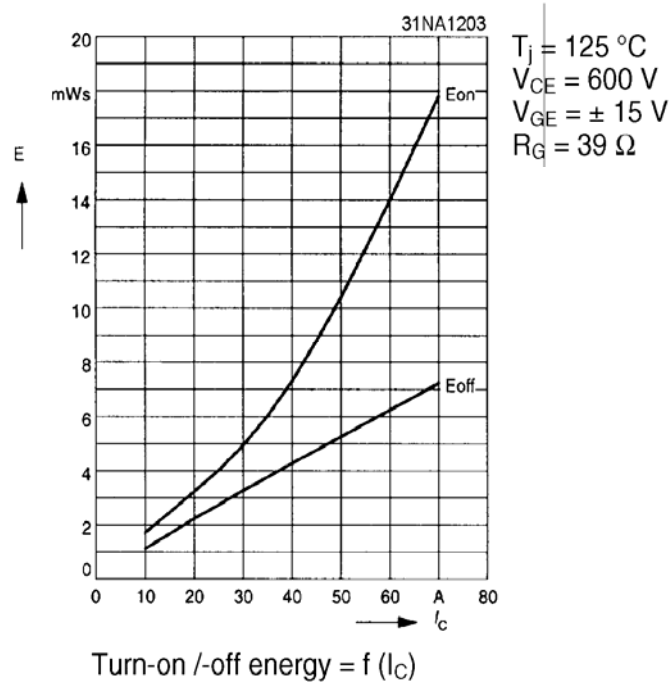


Figure IV.1. Énergie de commutation IGBT SKiiP 31 NAB 12 (4 kW)

Nous avons affaire à un problème d'identification de la forme :

$$(IV.2) \quad \Phi \cdot \theta = Y$$

dont la solution est :

$$(IV.3) \quad \hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y$$

Dans notre cas :

$$(IV.4) \quad E = A \cdot i^B$$

$$(IV.5) \quad \underbrace{\log E}_Y = \underbrace{[1 \quad \log i]}_{\Phi} \underbrace{\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix}}_{\theta}$$

Exemple numérique

IGBT SkiiP 31NAB12 commutation:

$$\begin{aligned} P_{on} &: A=0,0921 & B=1,2097 \\ P_{off} &: A=0,1210 & B=0,9669 \\ \text{Puissance totale : } P_{comm} &= P_{on} + P_{off} \end{aligned}$$

Le coefficient **A** dépend de la tension de bus E. Il faut donc le mettre à jour par **A ← A * E/E₀** chaque fois que E₀ subit des variations (pour cet exemple E₀=560 V).

Le modèle sous la forme **Ai^B** n'est pas assez précis. Cependant les coefficients peuvent être déduits en identifiant seulement une partie de la courbe constructeur (jusqu'à 40 A, par exemple, dans notre cas), ce qui donne une meilleure estimation de la courbe sur l'horizon d'utilisation habituelle de l'IGBT.

Un modèle de la forme :

$$(IV.6) \quad A + Bi + Ci^2$$

pourrait être plus adapté, car la courbe constructeur est respectée dans sa totalité (Figure IV.2). Dans notre cas : A=1.0142, B=0.0482, C=0.0275. Cependant, pour réduire la taille des fichiers contenant les coefficients, nous allons utiliser le modèle du constructeur (IV.1).

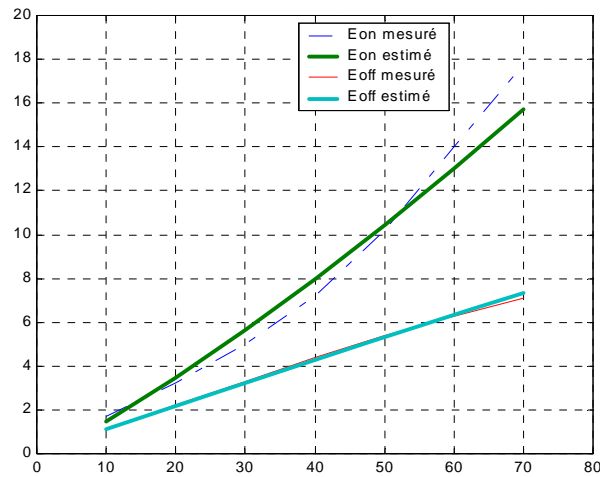


Figure IV.2. Résultats d'identification des coefficients de pertes pour l'IGBT

Les pertes par conduction

On considère en général que les pertes par conduction sont données par :

$$(IV.7) \quad (A \cdot i + B) \cdot i$$

$$(IV.8) \quad A + Bi = V_{CE} = V_Q + R_Q i,$$

où V_Q et R_Q sont donnés dans le data sheet. Un exemple correspond à la courbe de la Figure IV.3 à 15 V, qui est approximée par 2 droites.

Exemple numérique : dans le cas des résultats de simulation qui suivent, les coefficients se déduisent des courbes données par le constructeur.

IGBT IPM75A commutation:

$$P_{on} : A=0,1342 \quad B=0,3875$$

$$P_{off} : A=0,4123 \quad B=0,7984$$

$$P_{comm} = P_{on} + P_{off}$$

Diode:

$$P_{on} \quad \text{négligeables}$$

$$P_{off} \quad A=0,6163 \quad B=0,3875$$

IGBT IPM75A conduction:

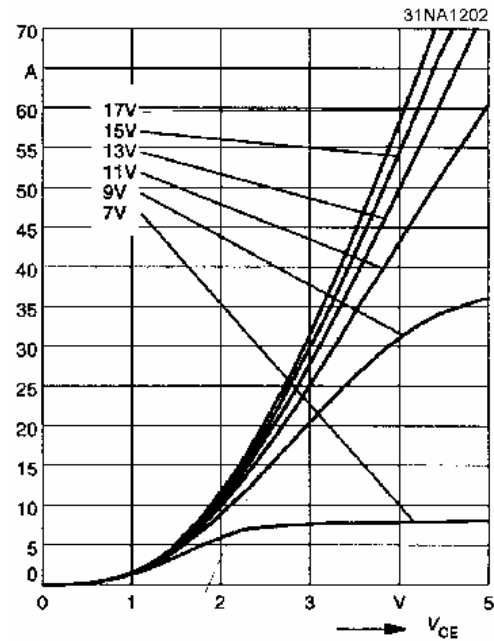
$$A=0,0278$$

$$B=1,0486$$

Diode:

$$A=0,0278$$

$$B=0,6077$$



Typ. output characteristic, $t_p = 80 \mu s$; $125^\circ C$

Figure IV.3. Caractéristiques $I(V_{CE})$ pour l'IGBT pour différentes valeurs de tensions de grille

Modélisation en Simulink

Pour le calcul des pertes nous n'allons donner que l'idée de base (cas simplifié du système machine + variateur), seulement pour une phase (bloc *Estimation des pertes*, Figure II.1):

- lorsque le produit $V_{10} * I_{s1} > 0$ le courant passe de la source E vers le récepteur (bras 1) : **phase d'alimentation**
- lorsque le produit $V_{10} * I_{s1} < 0$ le courant passe du récepteur (bras 1) vers la source E: phase de **recupération d'énergie** par la source continue E

Dans le cas du bras 1 (détail dans la

Figure II.14 pour les temps de conduction):

- a. lorsque $I_{s1} > 0$ et $V_{10} > 0$ C1 conduit (pertes IGBT par conduction)
- b. lorsque $I_{s1} > 0$ et $V_{10} < 0$ D4 conduit (pertes diode par conduction)
- c. lorsque $I_{s1} < 0$ et $V_{10} > 0$ D1 conduit
- d. lorsque $I_{s1} < 0$ et $V_{10} < 0$ C4 conduit

Ainsi, au début de la phase a., C1 se met en conduction, donc il y a des pertes P_{on} en commutation et en conduction, au début de la phase b. on va avoir des pertes diode (par commutation P_{on} , très faibles) etc.

Le pont triphasé est tout à fait symétrique dans le cas des MLI classiques. L'estimation des pertes par commutation ou par conduction du groupe C1+D1 suffit dans ce cas. Cependant, il y a des cas (DPWMMIN par exemple) où les pertes sont

asymétriques. Dans ces cas précis nous devons prendre en compte l'IGBT C4 et la diode D4 et faire une estimation des pertes sur le premier bras tout entier.

Pour mieux comprendre l'évolution **instantanée** des pertes, nous présentons quelques résultats dynamiques de simulation. Les pertes **moyennes** se trouvent dans les tableaux comparatifs qui suivent.

Le détail de l'estimation des méthodes DPWMMIN et GDPWM prend en compte la variation de la tension réseau, différents cas de charge et différentes vitesses de rotation.

IV.3. Comparaisons de premier niveau

En suivant le schéma de la Figure II.54, pour caractériser une stratégie MLI il faut prendre en compte les critères classiques incontournables, ce que nous avons classé comme critères de premier niveau.

La meilleure solution pour réduire les pertes est d'utiliser une DPWM qui réduit le nombre de commutations avec 33% (section II.8.6). Mais une question s'impose : quelle MLI deux-phases choisir ? Pour se décider, le critère de comparaison principal est le pourcentage de réduction de pertes. De plus, il faut vérifier quels autres critères de qualité sont affectés par le passage à la DPWM. Nos démarches ont été présentées dans la section II.7.1.

Les stratégies MLI deux-phases peuvent être :

- *symétriques* : DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3, MLVPWM, GDPWM. Elles ne déséquilibrent pas le pont onduleur
- *asymétriques* : DPWMMIN, DPWMMAX. Elles redistribuent les pertes dans le pont en le déséquilibrant.

Les stratégies de chaque classe ont un comportement de premier niveau (Figure II.54) semblable.

Dans un premier temps, nous donnons quelques détails théoriques et résultats expérimentaux sur trois méthodes représentatives pour la réduction de pertes :

- la DPWM2 ou la MLVPWM, représentant la classe des DPWM symétriques
- la GDPWM, méthode optimale et généralisation des méthodes symétriques
- la DPWMMIN, pour les DPWM asymétriques.

IV.3.1. La DPWM2 (MLVPWM)

La modulante est obtenue de la sinusoïde de référence par injection d'une tension de neutre donné par :

$$(II.54) \quad V_{NO} = \text{sign}(V_{\max}) * E/2 - V_{\max}$$

où V_{\max} est le résultat du *test d'amplitude maximale*. En utilisant la Figure II.24 le test correspond à :

- choisir un décalage des sinusoïdes de références d'un angle égal à $\psi = \pi / 6$
- trouver le maximum des modules des tensions triphasées décalées
- ajouter aux sinusoïdes de référence V_{NO} donné par (II.54) comme dans (II.57).

Nous en obtenons des références comme celles de la Figure IV.4.

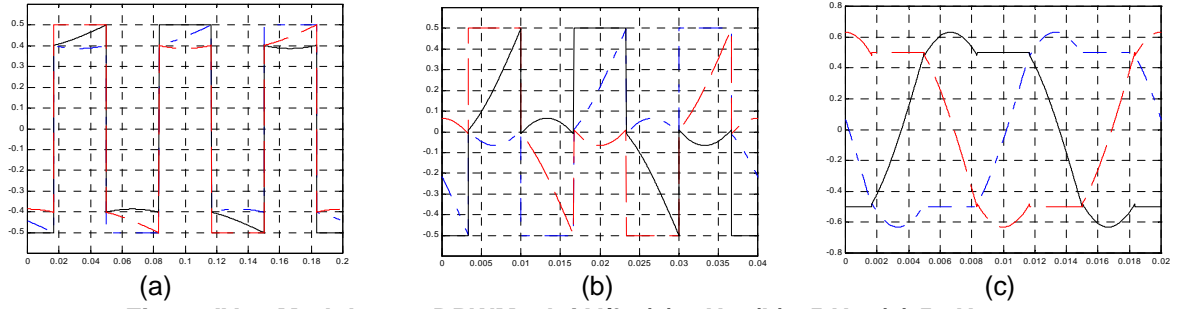


Figure IV.4. Modulantes DPWM2, loi V/f : (a) 3 Hz, (b) 25 Hz, (c) 50 Hz

On observe bien dans les figures ci-dessus que pour une période, chacune des 3 modulantes est saturée (à +0,5 ou à -0,5) pendant un tiers du temps ($120^\circ / 360^\circ$) ce qui implique le manque de commutations sur un bras pendant ce temps. Le maximum d'une courbe correspond presque au maximum du courant en charge (déphasage courant-tension presque nul Figure IV.5). On ne commute donc pas lorsque le courant est maximal sur un bras.

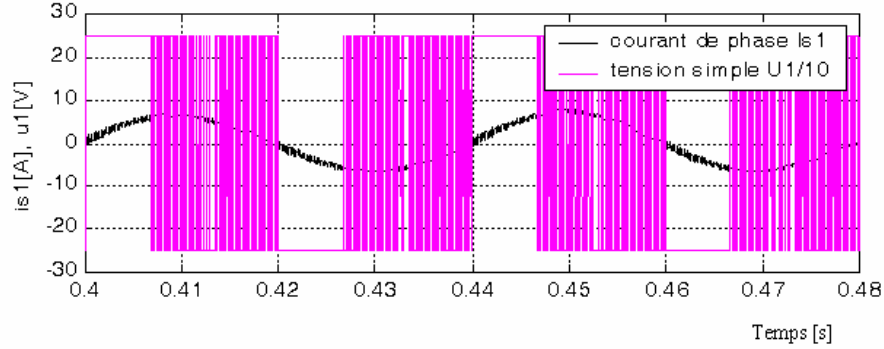


Figure IV.5. Tension V_{10} et courant I_{s1} simulés à 25 Hz en charge pour remarquer le déphasage

Comme le courant d'un bras est la somme des 2 autres courants, le gain théorique en commutation est de 50%. Lorsque le courant d'un bras est maximum, les deux autres sont égaux et de signes opposés, donc il est deux fois plus grand que le courant qui commute dans un des deux IGBTs des 2 autres bras.

(II.57) écrite à l'aide de (II.54) est la manière commune de calcul des références. Celles-ci peuvent être calculées aussi par morceaux [TRZYNADLOWSKI94]:

$$(IV.9) \quad V_{i0 \text{ ref}} = \frac{1}{2} \cdot \begin{cases} 1, & \text{si } 0^\circ < \theta < 60^\circ \\ 2 \cdot m_a \cdot \cos(\theta - 30^\circ) - 1, & \text{si } 60^\circ < \theta < 120^\circ \\ 2 \cdot m_a \cdot \cos(\theta + 30^\circ) + 1, & \text{si } 120^\circ < \theta < 180^\circ \\ -1, & \text{si } 180^\circ < \theta < 240^\circ \\ 2 \cdot m_a \cdot \cos(\theta - 30^\circ) + 1, & \text{si } 240^\circ < \theta < 300^\circ \\ 2 \cdot m_a \cdot \cos(\theta + 30^\circ) - 1, & \text{si } 300^\circ < \theta < 360^\circ \end{cases}$$

La première conséquence de la réduction du nombre de commutations est l'augmentation de l'ondulation du courant d'un rapport presque 1/2 rapporté à la MLI

triphasée. Ceci est vérifié en simulation et par mesure à l'aide du banc dSpace. Nous représentons dans la Figure IV.6 quelques comparaisons des courants en $\alpha\beta$.

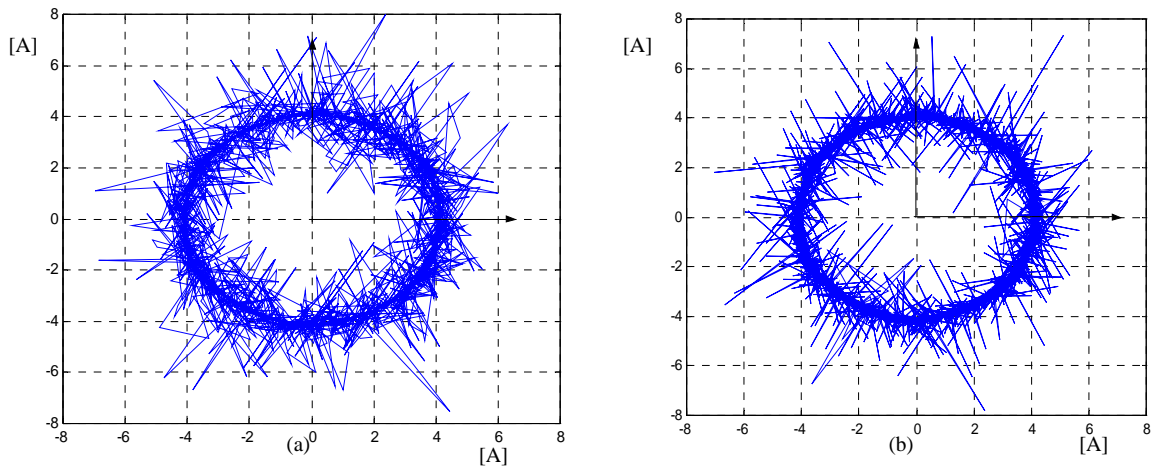


Figure IV.6. Comparaison des courants mesurés à $f_m = 3$ Hz à vide : (a) MLI triphasée, (b) DPWM2

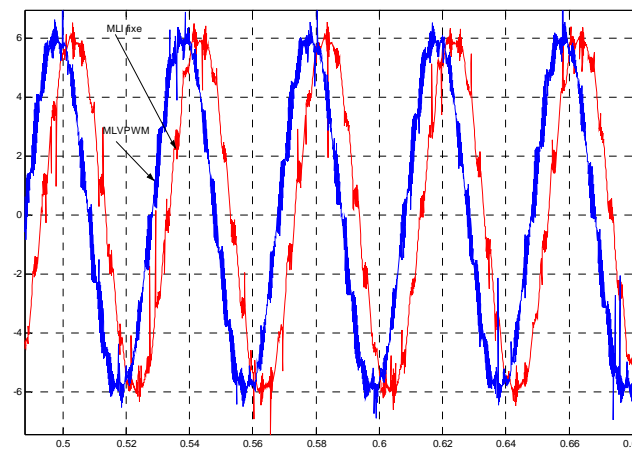


Figure IV.7. Comparaison des courants mesurés à $f_m = 25$ Hz à vide : MLI triphasée, DPWM2

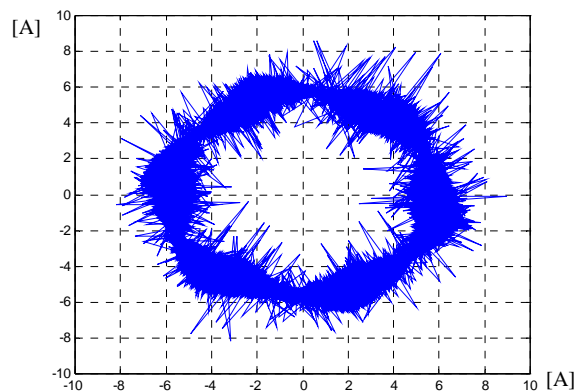


Figure IV.8. Courant i_s produit par DPWM2 à 50 Hz, plan complexe

Le seul filtrage que les courants de la Figure IV.7 subissent est le filtrage dû à la période d'échantillonnage $T_e = 0,12$ ms. La figure montre plus d'ondulations pour la

DPWM2, chose évidente à 50 Hz (Figure IV.8) où on voit que l'amplitude de l'ondulation est augmentée au centre des secteurs $\theta(1)$, ..., $\theta(6)$ (Figure II.28).

La DPWM2 aléatoire

A titre d'essai, nous montrons des résultats de mesures pour une variante aléatoire de cette MLI deux-phases. Le deuxième critère de réduction du bruit acoustique est désiré en plus de la réduction des pertes.

La technique aléatoire utilisable est la MLI porteuse aléatoire (ATV66). La MLI modulante aléatoire (ATV58) (mouvement du neutre de + ou - $E/4$) n'est pas utilisable, car la quantité à rajouter sur chaque bras doit être symétrique sur les trois phases. Or sur chaque sixième de période un bras est saturé, on ne peut donc plus rien ajouter. La MLI fréquence aléatoire n'est pas envisagé pour l'instant.

Conformément aux attentes les ondulations de courant de la DPWM2 porteuse aléatoire sont plus grandes que celles obtenues avec la MLI triphasée porteuse aléatoire (Figure IV.9). A grande vitesse (50 Hz) elles deviennent inacceptables (Figure IV.10).

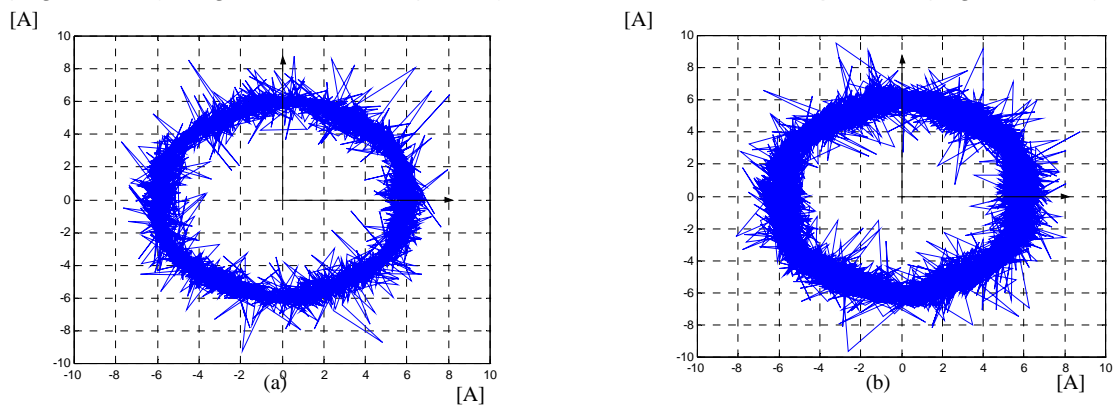


Figure IV.9. Comparaison des courants mesurés à $f_m = 25$ Hz à vide : (a) MLI triphasée aléatoire, (b) DPWM2 aléatoire

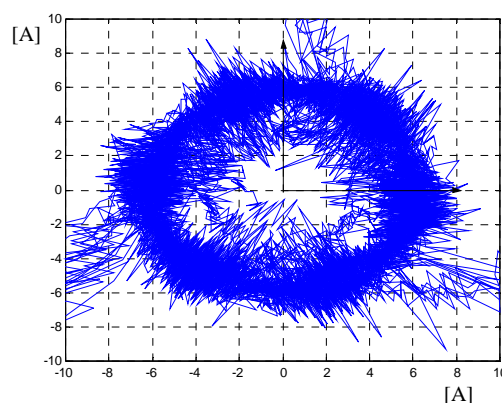


Figure IV.10. Courant complexe machine pour la DPWM2 aléatoire, $f_m = 50$ Hz à vide

IV.3.2. La GDPWM

La GDPWM [HAVA99] est la généralisation des méthodes DPWM symétriques utilisant des saturations de 60°. Le principe général est de faire varier le niveau de saturation de 120° (60°+60°) degrés en fonction du maximum du courant du bras (Figure IV.11). Les pertes par commutation sont réduites ainsi jusqu'à 50%. Le pourcentage de réduction est plus grand qu'avec d'autres DPWM, car la saturation suit le maximum du courant. Pour ce faire, nous avons besoin de connaître le déphasage courant/tension, d'où la difficulté d'implantation de la méthode sur une structure réelle. Dans la Figure IV.11, nous voyons la correspondance entre les instants de saturation et les maxima du courant.

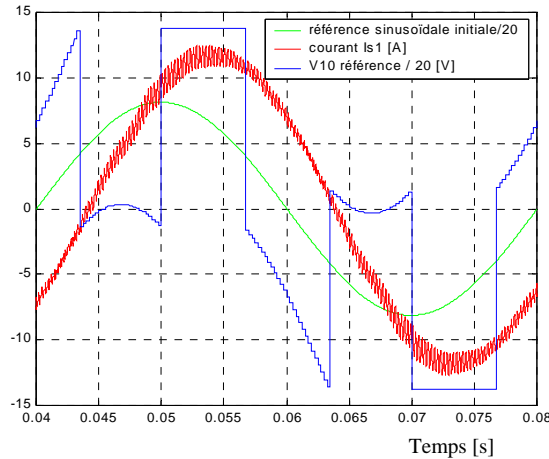


Figure IV.11. Référence $V_{10\text{ ref}}$ et courant de ligne pour la GDPWM, $f_m=12,5\text{ Hz}$, C_{nom} , moteur ATB4

D'autres positions de la saturation peuvent être atteintes pour $\psi \in (0, \pi/6)$ (Figure II.24, Figure II.41). Cependant ceci ne couvre pas tout l'horizon de variation de la charge.

La stratégie de la GDPWM :

- calculer le déphasage courant-tension φ
- décaler les sinusoïdes $V_{i0\text{ ref}}$ d'un angle égale au déphasage si $\varphi \in (-\pi/6, \pi/6)$
- trouver le maximum des modules des tensions triphasées décalées
- ajouter ce maximum aux sinusoïdes initiales

La méthode a été expérimentée sur le banc DTC [CAPITANEANU99] avec une estimation en ligne des pertes onduleur, mais aussi sur le banc dSpace. Les résultats sont très favorables à l'utilisation de la méthode si nous avons une bonne mesure des courants de ligne. Le déphasage est identifié à partir du rapport entre le produit vectoriel et scalaire des vecteurs tension et courant.

IV.3.3. La DPWMMIN

La modulante asymétrique obtenue par (II.56) et (II.57) peut être calculé aussi directement, en utilisant l'amplitude de modulation donnée par (II.5) :

$$(IV.10) \quad V_{i0\text{ ref}} = \begin{cases} m_a \cdot \sqrt{3} \cdot \sin(\theta - \pi/6) - 1, & \text{si } 0 < \theta \leq 2\pi/3 \\ -1, & \text{si } 2\pi/3 < \theta \leq 4\pi/3 \\ m_a \cdot \sqrt{3} \cdot \sin(\theta + \pi/6) - 1, & \text{si } 4\pi/3 < \theta \leq 2\pi \end{cases}$$

Nous obtenons des références comme celles de la Figure IV.12.

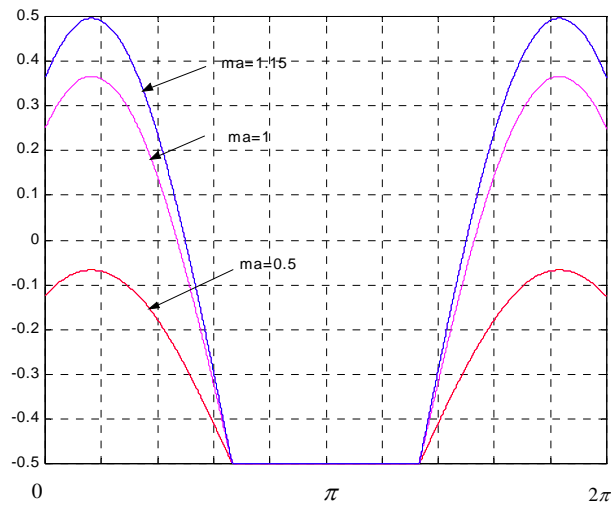


Figure IV.12. Modulante discontinue type DPWMMIN pour différentes valeurs de m_a

Les résultats obtenus avec la DPWMMIN ou DPWMMIN aléatoire sur l'ondulation du courant ressemblent à ceux obtenus avec la DPWM2 : l'ondulation augmente d'un rapport 1/2 par rapport à la MLI triphasée. Nous montrons des résultats expérimentaux à $f_m = 3$ Hz (Figure IV.13) et à $f_m = 50$ Hz (Figure IV.14).

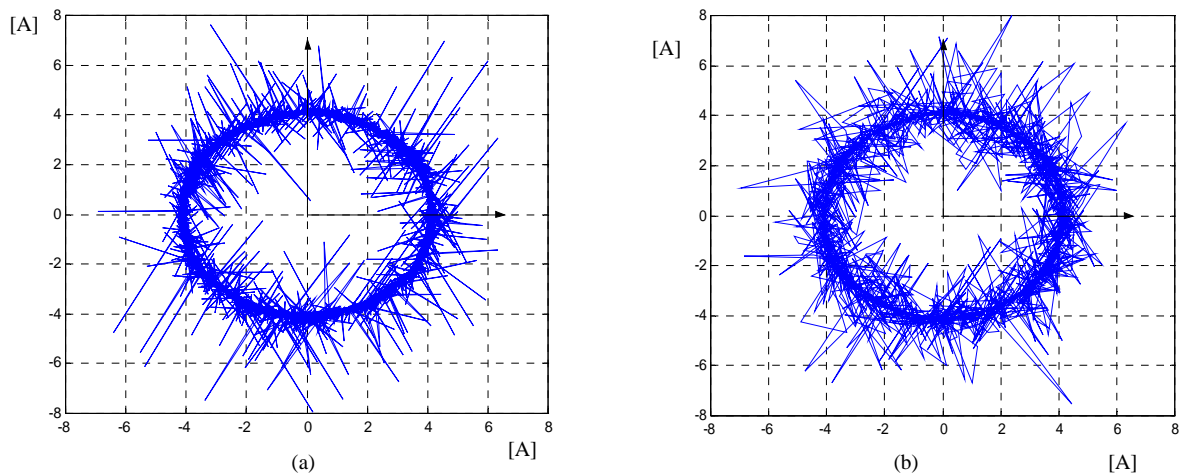


Figure IV.13. Comparaison des courants mesurés à $f_m = 3$ Hz à vide : (a) DPWMMIN, (b) MLI triphasée

Même si en regardant la Figure IV.13 nous avons l'impression que les ondulations de la DPWMMIN sont plus petites que celles de la MLI triphasée, le TDH est plus petit pour cette dernière méthode.

Ceci peut être vérifié par l'estimation de l'ondulation du courant à l'aide de la méthode décrite dans la section III.7.

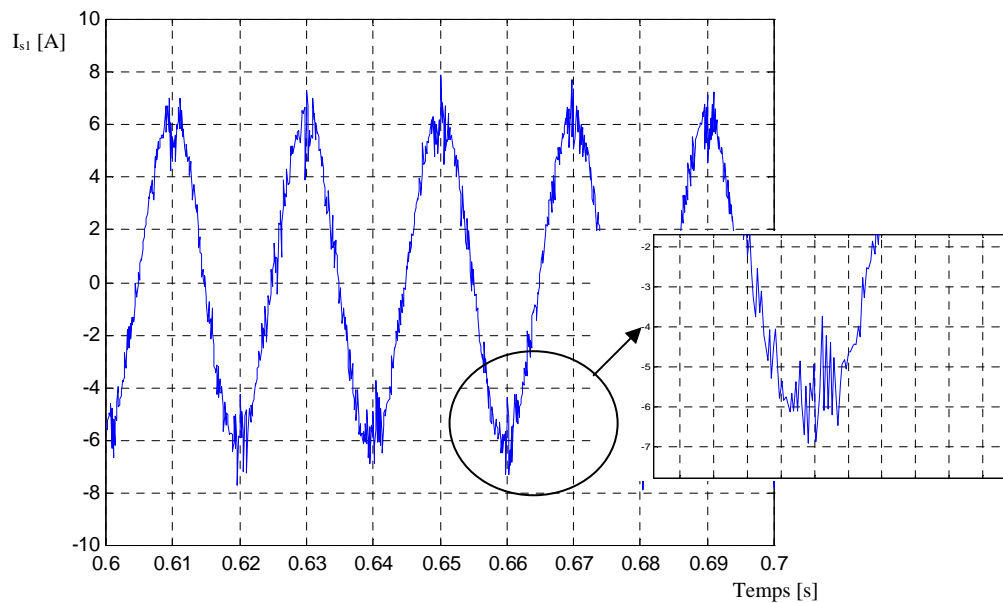


Figure IV.14. Courant mesuré à $f_m = 50$ Hz à vide ; DPWMMIN porteuse aléatoire

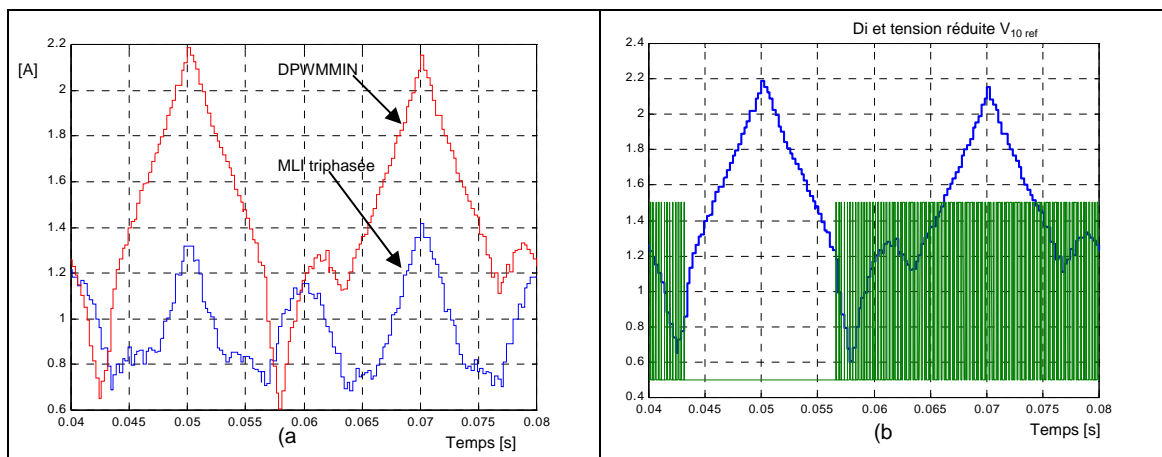


Figure VI.15. Ondulation du courant de ligne : (a) DPWMMIN et MLI triphasée, (b) DPMWMIN

IV.3.4. Extension de linéarité avec les méthodes DPWM

Au-delà de leur objectif essentiel de réduire les pertes par commutation, les méthodes DPWM assurent l'extension de linéarité maximale, la même que celle obtenue avec la MLI triphasée (maximum de la zone II, Figure II.17). Ceci est démontrable par le fait que les vecteurs \vec{V}_s se situent dans le cube complexe (chapitre II) de telle manière qu'ils occupent dans le plan $\alpha\beta$ tout le cercle projection du cube et pas seulement le cercle intersection.

Mais nous pouvons calculer plus simplement cette limite d'extension dans le cas de la DPWMMIN (Figure IV.12)(IV.10).

Nous voyons sur la Figure IV.16 que pour la même modulation d'amplitude de 1.1547 les références de tension pour l'onduleur ne dépassent pas l'unité (ce qui veut dire qu'on ne rentre pas en saturation) pour la MLI triphasé (SVM) et aussi pour la

DPWMMIN, tandis que pour une MLI naturelle nous sommes déjà rentrés dans la zone 3 de surmodulation.

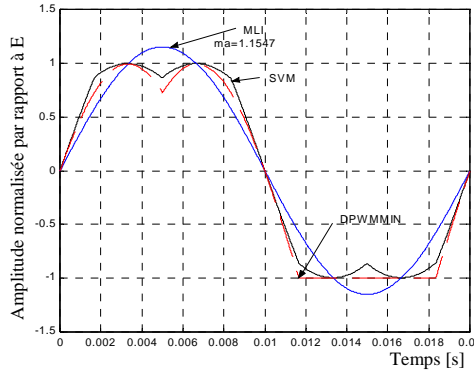


Figure IV.16. Modulantes pour la même modulation d'amplitude

Le maximum de m_a dans la zone linéaire, quand la modulante ne dépasse pas 1, est $m_a = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.1547$. Ce m_a se retrouve aussi dans l'amplitude de modulation de la tension simple machine. A partir de (IV.10) nous obtenons :

$$(IV.11) \quad \begin{aligned} V_{iN} &= V_{i0 \text{ ref}} + 1/3 \cdot (V_{10 \text{ ref}} + V_{20 \text{ ref}} + V_{30 \text{ ref}}) = V_{iN} + 1/3 \cdot (V_{1N} + V_{2N} + V_{3N}) = \\ &= m_a \sin(\theta) = 2/\sqrt{3} \sin(\theta) \end{aligned}$$

Ainsi, l'indice de modulation (II.11) arrive à son maximum de la deuxième zone de modulation linéaire :

$$(IV.12) \quad m_i = \frac{V_{DPWMMIN}}{V_{six-step}} = \frac{2/\sqrt{3}}{4/\pi} = 0.907$$

Ceci correspond aussi au m_i de la MLI triphasée.

IV.3.5. Spectres harmoniques

Modalités de comparaison

Nous choisissons 7 stratégies MLI, les plus représentatives :

- MLI régulière (section II.2)
- MLI régulière porteuse aléatoire
- MLI triphasée (section II.8.2)
- MLI triphasée porteuse aléatoire (II.8.7)
- MLI triphasée modulante aléatoire (II.8.7)
- DPWM2 (IV.3.1)
- DPWMMIN (IV.3.2)

La Figure IV.17 montre une classification de ces méthodes.

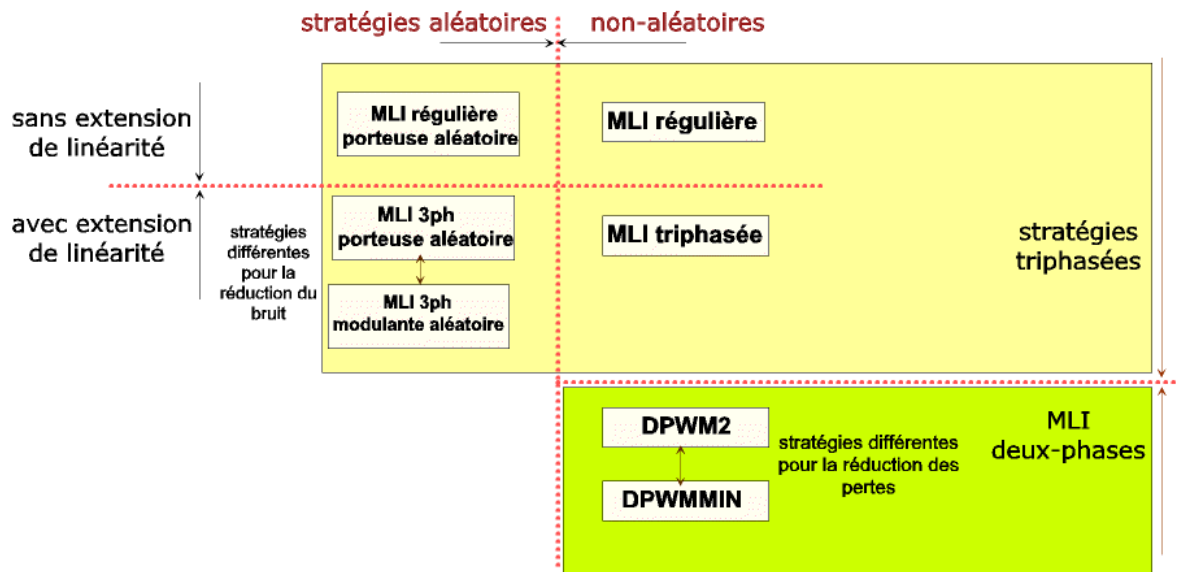


Figure IV.17. Les stratégies MLI comparées

Pour ne pas charger l'exposé, nous n'allons pas montrer tous les résultats, mais seulement les spectres de la tension machine et de la tension de neutre. Nous ajouterons des tableaux donnant la comparaison des harmoniques représentatifs du courant de ligne, ainsi que la conclusion et les commentaires globaux.

Les grandeurs comparées sont :

- Tension simple V_{1N}
- Tension simple V_{10}
- Tension de neutre V_{N0}
- Courant de ligne I_{s1}
- Couple à vide

Nous n'étudions pas le spectre de V_{12} (tension composée) car toutes les informations qu'il peut donner sont obtenues avec celui de V_{1N} (section II.2).

Les conditions de comparaison :

- simulation en POSTMAC (logiciel LEEI)
- vitesse électrique de référence $f_m = 25$ Hz
- fréquence MLI $f_{PWM} = 4$ kHz
- machine ATB4
- période d'échantillonnage POSTMAC $T_e = 0,5 \mu s$
- le TDH est calculé sur les premiers 1000 harmoniques avec :

$$(IV.13) \quad TDH = \sqrt{\frac{V_{eff_total}^2 - V_{eff_fondam}^2}{V_{eff_fondam}^2}}$$

Comparaison de la tension simple machine V_{1N}

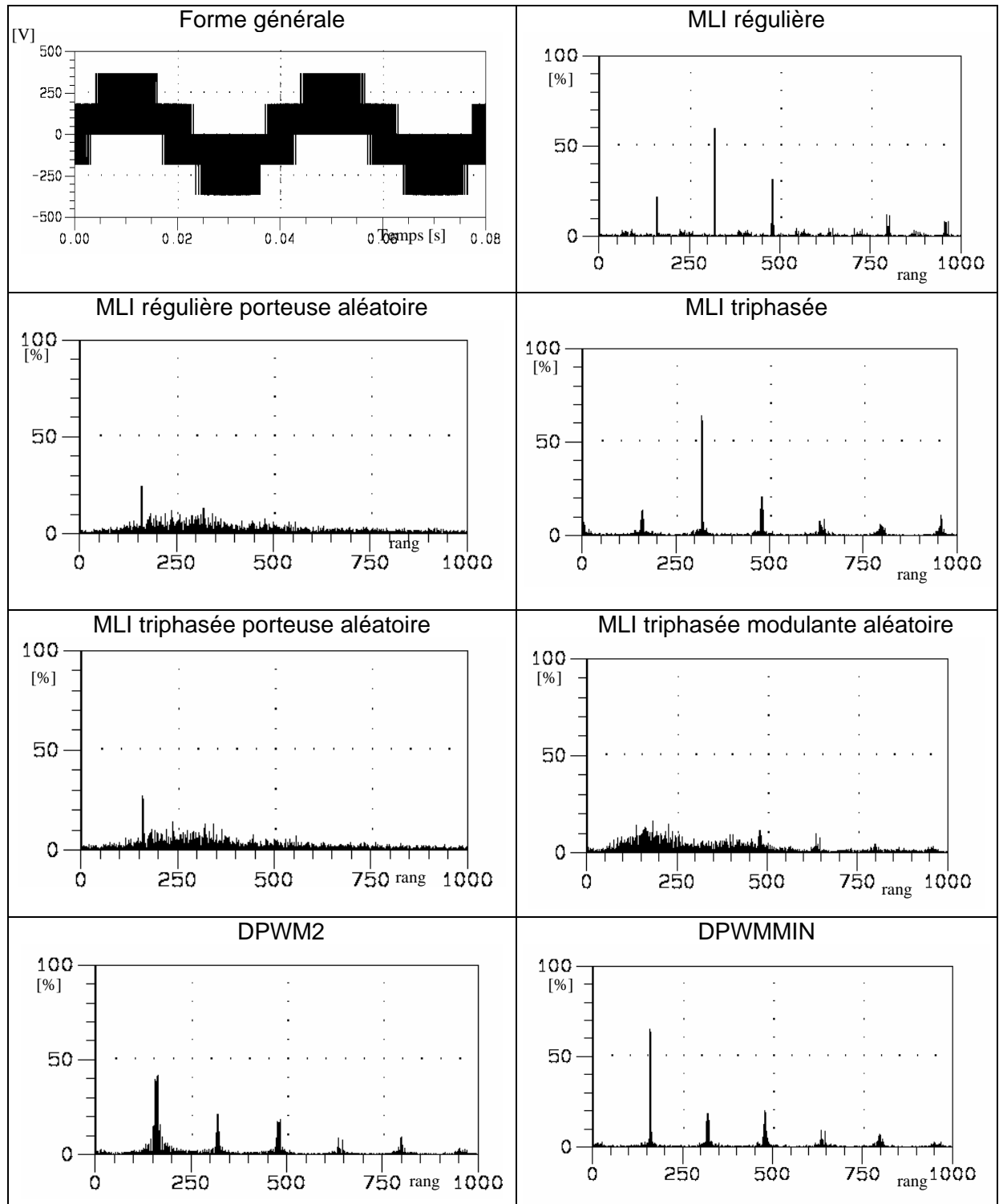


Figure IV.18. Spectres de V_{1N} pour les différentes stratégies comparées

Méthode	TDH
MLI régulière	1,11
MLI régulière porteuse aléatoire	1,08
MLI triphasée	1,26
MLI triphasée porteuse aléatoire	1,11

MLI triphasée modulante aléatoire	1,09
DPWM2	1,12
DPWMMIN	1,12

Tableau IV.1. TDH de V_{1N}

Le spectre des MLI triphasées est presque identique au spectre de la MLI régulière (dans les deux cas : fixe et aléatoire) et ceci à cause du fait que toutes les raies multiples de l'harmonique 3 apparaissent dans la tension simple V_{10} , mais pas dans V_{1N} .

Le spectre de V_{1N} est celui qui peut donner le plus d'indications sur le bruit audible : ceci sera détaillé dans le chapitre V, mais nous pouvons déjà remarquer l'étalement du spectre des stratégies aléatoires.

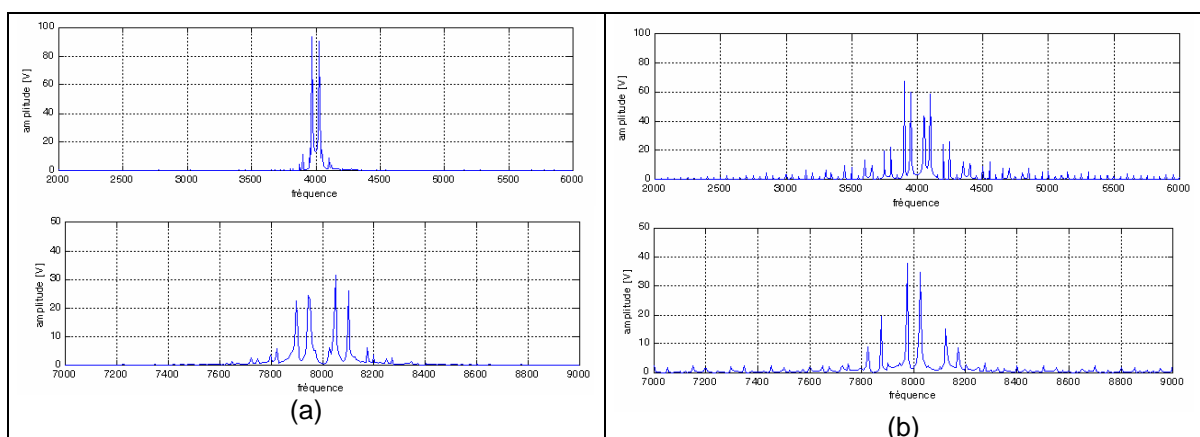
Les méthodes de type modulation deux-phases font augmenter deux fois les raies autour de 4 kHz, ce qui augmente le bruit acoustique en réalité. Cependant les raies autour de 8 kHz diminuent et il n'y a pas de raies rajoutées en basses fréquences. Les différences de spectres entre les DPWM symétriques et asymétriques sont montrées Figure IV.19. Nous verrons dans le chapitre V que le changement des sous-harmoniques autour des fréquences multiples de f_{PWM} produit un changement complet du bruit acoustique.

Les harmoniques importants sont impairs pour la DPWMMIN autour de $f_{PWM}=4$ kHz et pairs pour la DPWM2. Autour de 8 kHz les harmoniques sont pairs pour la DPWMMIN et impairs pour la DPWM2.

Cependant les harmoniques paires importants de la DPWM2 autour de 4 kHz sont plus nombreux que les harmoniques impaires de la DPWMMIN, visible dans le spectre acoustique résultant. Y aura-t-il une liaison entre les harmoniques paires et l'augmentation du bruit ?

Les différences en TDH ne sont pas importantes. A priori, les méthodes DPWM et les méthodes aléatoires ont peu d'influence sur la qualité des tensions d'alimentation.

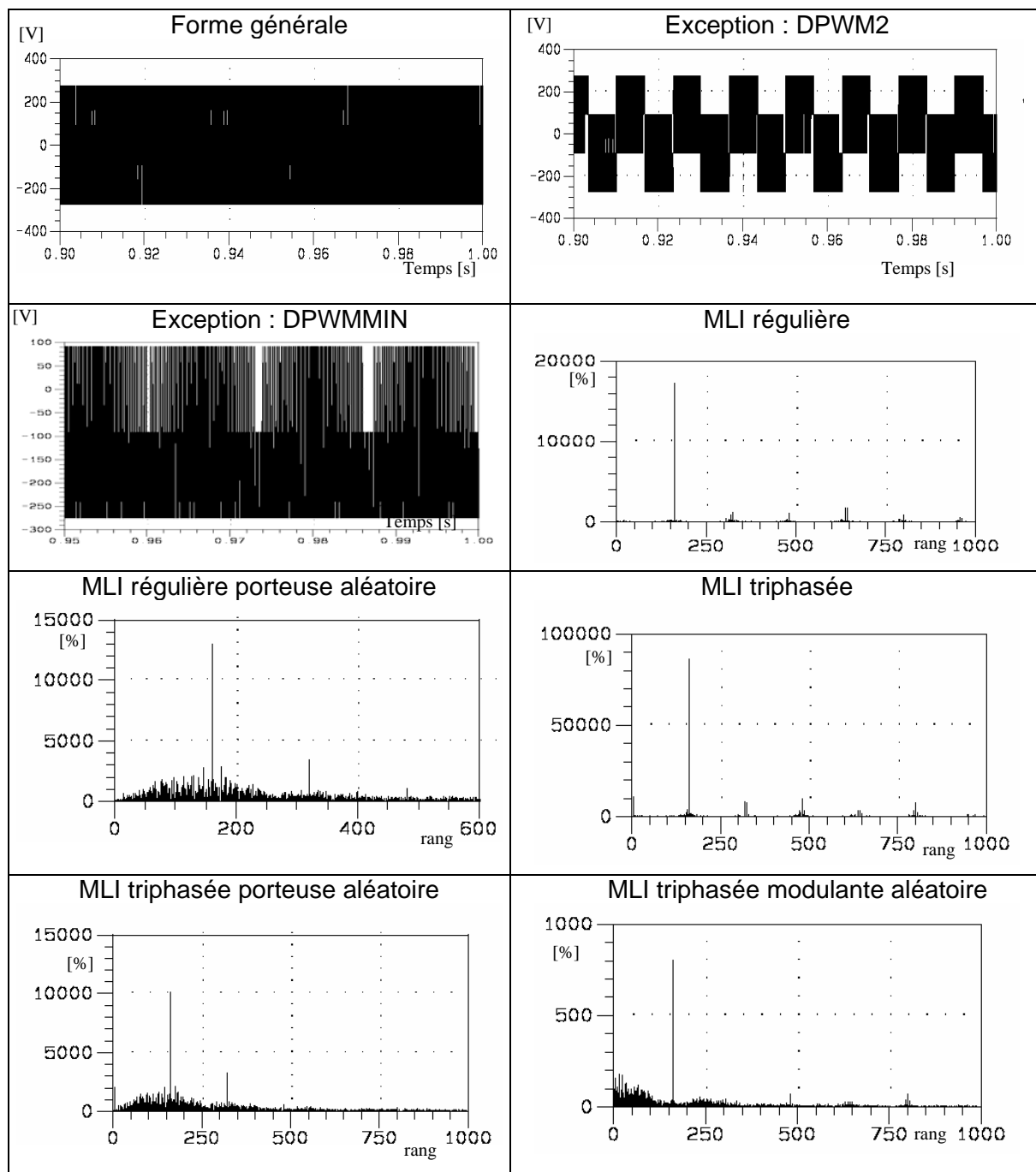
De plus le spectre dépend de la fréquence f_m .

Figure IV.19. Détail des spectres de la V_{1N} : (a) DPWMMIN, (b) DPWM2

Comparaison de la tension de neutre V_{N0}

La tension du neutre ne donne pas beaucoup d'information exploitable sur le bruit ou sur les pertes. Elle fournit certaines informations réunies sous le nom de

« mouvement du neutre » et en particulier des informations exploitables au niveau CEM et surtensions de ligne (chapitre VI).



DPWM2	DPWMMIN
-------	---------

[%]

[%]

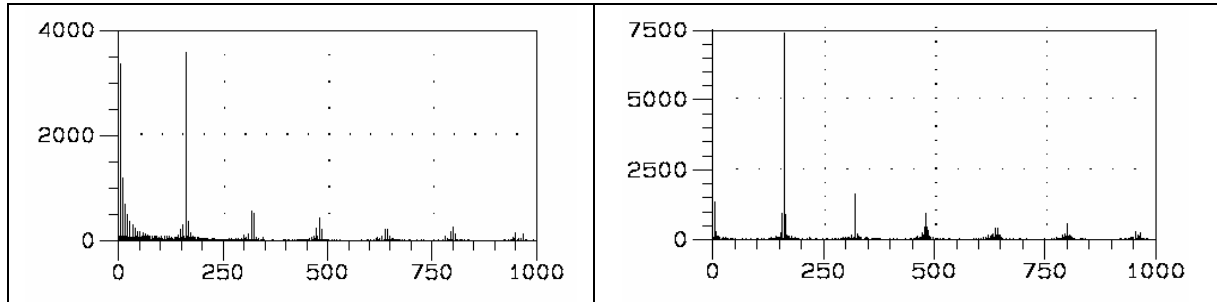


Figure IV.20. Spectres de la tension de neutre V_{No} pour les différentes stratégies comparées

Les gradients de la tension du neutre peuvent donner des courants de fuite immenses. Ce n'est pas le déplacement du neutre sur une grande période relative à f_m (le cas de la DPWMMIN) qui augmente les problèmes de CEM, mais le mouvement trop rapide ou trop grand de V_{No} . Ceci sera vérifié lors de l'étude liée aux câbles longs (chapitre VI).

L'asymétrie concernant la DPWMMIN et la symétrie dans le cas de la DPWM2 sont mises en évidence par la tension du neutre des deux stratégies (Figure IV.20). Cependant on ne peut pas parler d'une « quantification » du neutre dans le but d'une classification des stratégies MLI.

Comparaison du spectre des courants I_{si} , $i=1,2,3$

Les harmoniques les plus importants du spectre du courant se trouvent aux mêmes fréquences que les harmoniques les plus importants du spectre de la tension V_{in} correspondante. Cependant, l'amplitude des raies diminue proportionnellement à la fréquence à laquelle elles apparaissent, car le moteur se comporte comme un filtre passe-bas.

Les harmoniques de I_s apparaissent également dans I_r et leur combinaison donne les harmoniques du couple. L'hypothèse est vérifiée en regardant le fait que l'harmonique 6 du couple (combinaison des harmoniques 7 et 1 dans le même sens) est plus grande que les autres (2, 3, 4, 5, 7...). Dans le cas des fréquences multiples de f_{PWM} : la combinaison des harmoniques 158, 162, 1 etc. des courants donne les harmoniques 157, 160, 163 etc. sur le couple (Figure IV.21).

Rang	MLI régulière		MLI régulière porteuse aléatoire		MLI triphasée		MLI triphasée modulante aléatoire		DPWM2		DPWMMIN	
1	100%=6,75 A		100%=6,74 A		100%=6,73 A		100%=6,75 A		100%=6,71 A		100%=6,67 A	
2	0,0154	0,23%	0,0645	0,96 %	0,0161	0,24 %	0,0303	0,45 %	0,0220	0,33 %	0,0603	0,91 %
3	0,0195	0,29%	0,0299	0,44 %	0,0405	0,60 %	0,0706	1,05 %	0,0055	0,08 %	0,0093	0,14 %
4	0,0065	0,10%	0,0272	0,40 %	0,0009	0,01 %	0,0053	0,08 %	0,0143	0,21 %	0,0162	0,24 %
5	0,0268	0,40%	0,0351	0,52 %	0,0059	0,09 %	0,0522	0,77 %	0,0158	0,24 %	0,0087	0,13 %
6	0,0039	0,06%	0,0090	0,13 %	0,0041	0,06 %	0,0072	0,11 %	0,0005	0,01 %	0,0071	0,11 %
7	0,0018	0,03%	0,0089	0,13 %	0,0038	0,06 %	0,0403	0,60 %	0,0128	0,19 %	0,0087	0,13 %
8	0,0022	0,03%	0,0150	0,22 %	0,0036	0,05 %	0,0083	0,12 %	0,0069	0,10 %	0,0010	0,02 %

9	0,0018	0,03%	0,0248	0,37 %	0,0142	0,21 %	0,0189	0,28 %	0,0062	0,09 %	0,0067	0,10 %
10	0,0013	0,02%	0,0100	0,15 %	0,0024	0,04 %	0,0120	0,18 %	0,0100	0,15 %	0,0067	0,03 %
11	0,0037	0,05%	0,0055	0,08 %	0,0077	0,12 %	0,0097	0,14 %	0,0024	0,04 %	0,0017	0,02 %
12	0,0007	0,01%	0,0419	0,62 %	0,0030	0,04 %	0,0051	0,08 %	0,0035	0,05 %	0,0015	0,03 %
13	0,0066	0,10%	0,0125	0,19 %	0,0038	0,06 %	0,0130	0,19 %	0,0047	0,07 %	0,0020	0,10 %
TDH	0,05		0,07		0,05		0,08		0,09		0,09	

Tableau IV.2. Harmoniques de I_{s1} de rang bas

En conclusion, nous regardons les harmoniques de rang bas des courants statoriques (Tableau IV.2) pour estimer l'influence sur les performances du variateur. La variation, en fonction de la méthode de l'amplitude des harmoniques par rapport au fondamental est très faible. Nous pouvons conclure que les performances dynamiques du système ne sont pas affectées par les stratégies MLI ci-présentes.

Même si le TDH (ramené à la fréquence de la fréquence du fondamental de la tension de référence) augmente pour les stratégies deux-phases, il est grand aussi pour les stratégies aléatoires, donc celui-ci ne peut pas constituer un indicateur pour quantifier le bruit acoustique.

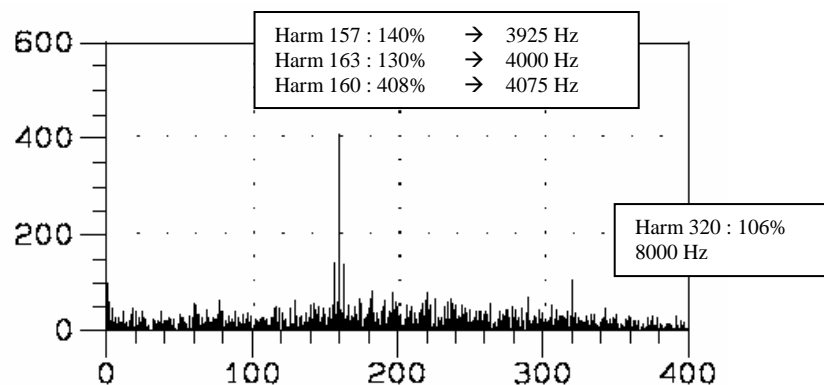


Figure IV.21. Spectre C_{em} de la MLI triphasée porteuse aléatoire

Les spectres du couple ne présentent pas beaucoup d'intérêt car :

- le couple efficace est le couple moyen, grandeur continue, donc se référer à un couple fondamental est sans intérêt
- si on choisit le fondamental à la fréquence f_m , il est extrêmement petit, ce qui donne des amplitudes énormes pour les autres raies du spectre.

Nous pouvons nous contenter d'étudier plutôt les harmoniques des courants dont le produit donne les harmoniques du couple. Cependant les ondulations du couple à des fréquences faibles peuvent être un bon indicateur pour les performances du système.

Conclusion sur l'analyse spectrale

Les spectres de la tension simple machine V_{IN} donnent le plus d'informations sur la caractérisation des méthodes MLI.

En ce qui concerne les performances de premier niveau on peut dire que :

- les DPWM décalent les raies importantes du spectre vers des fréquences plus basses, elles augmentent l'ondulation du courant, mais elles ne modifient pas les performances dynamiques ;

- les MLI aléatoires sans modification de f_{PWM} étalent le spectre, mais n'influencent pas la qualité du contrôle ;
- le TDH de la tension de neutre ne donne pas beaucoup d'information sur les performances du système ; de même, les spectres harmoniques de C_{em} sont inutilisables, l'information sur le couple étant donnée par les spectres des courants de ligne ou par les ondulations du couple.

IV.4. Comparaison du point de vue pertes

L'analyse faite a priori sur la globalité des méthodes deux phases nous oriente vers le choix des stratégies GDPWM et DPWMMIN pour une étude plus approfondie. La difficulté d'identifier avec précision le déphasage courant/tension écarte la possibilité d'implantation pratique dans un variateur de la méthode GDPWM ; c'est pour cette raison que l'étude supplémentaire de 2 cas particuliers de la GDPWM est envisagée : la DPWM1 (Figure II.41) et la DPWM2 (section IV.3.1).

Plusieurs centaines de simulations ont été faites à l'aide du bloc *Estimation pertes* (Figure III.1 et section IV.2) pour estimer les pertes par conduction et commutation dans l'IGBT et dans la diode. Dans le cas de la DPWMMIN, l'estimation des pertes sur les 2 IGBTs et les 2 diodes d'un bras est nécessaire à cause de la dissymétrie. La GDPWM a été aussi estimée en ligne par mesure sur le banc DTC [CAPITANEANU99].

Nous donnons une partie intéressante des résultats qui sera utile pour la compréhension des conclusions.

Conditions de simulation :

- paramètres du moteur ATB4
- $T_e=1$ jusqu'à 5 , méthode ODE45 à pas variable
- $f_{PWM}=4$ kHz généralement
- IGBT IPM75A

IV.4.1. Comparaison globale à charge C_{nom}

Les comparaisons ci-dessous sont données en [%] et calculées par rapport aux pertes en watt de la MLI triphasée, méthode utilisée dans la grande majorité des applications industrielles actuelles.

$f_m=3$ Hz	Commutation IGBT	Conduction IGBT	Commutation diode	Conduction diode	Total pertes confondues
DPWM1	48%	0,5%	37%	-9%	28%
DPWM2* GDPWM	47%	-0,4%	41%	12%	32%
DPWMMIN Haut du bras	0%	88%	75%	98%	
DPWMMIN Bas du bras	82%	-81%	-5%	-137%	
DPWMMIN total	41%	3%	35%	-19%	25%

Tableau IV.3. Réduction des pertes avec les MLI deux-phases à C_{nom} et $f_m=3$ Hz, pourcentages par rapport à la MLI triphasée

*Les pourcentages négatifs indiquent une augmentation des pertes. Pour cet exemple, à charge nominale et à vide la DPWM2 est le cas particulier de la GDPWM.

Nous avons vérifié auparavant que les pertes de la MLI triphasée, de la MLI régulière et des MLI triphasées aléatoires sont sensiblement les mêmes avec des différences d'au maximum 4,5%.

$f_m=25$ Hz	Commutation IGBT	Conduction IGBT	Commutation diode	Conduction diode	Total pertes confondues
DPWM1	40%	-1%	37%	6%	26%
DPWM2* GDPWM	48%	0,9%	41%	0%	30%
DPWMMIN Haut du bras	-3%	41%	67%	88%	
DPWMMIN Bas du bras	69%	-44%	0%	-83%	
DPWMMIN total	33%	-1%	34%	2%	22%

Tableau IV.4. Réduction des pertes avec les MLI deux-phases à C_{nom} et $f_m=25$ Hz, pourcentages par rapport à la MLI triphasée

$f_m=50$ Hz	Commutation IGBT	Conduction IGBT	Commutation diode	Conduction diode	Total pertes confondues
DPWM1	35%	0,6%	38%	0%	24%
DPWM2* GDPWM	48%	1%	42%	2%	30%
DPWMMIN Haut du bras	-11%	-11%	65%	27%	
DPWMMIN Bas du bras	63%	-4%	5%	-27%	
DPWMMIN total	26%	-8%	35%	0%	17%

Tableau IV.5. Réduction des pertes avec les MLI deux-phases à C_{nom} et $f_m=50$ Hz, pourcentages par rapport à la MLI triphasée

La Figure IV.22 montre clairement pourquoi la GDPWM est considérée stratégie optimale pour la réduction des pertes. Il faut noter que toute autre stratégie deux-phases donne des résultats de réduction de pertes inférieurs à la GDPWM (fig.11, [HAVAKERKMAN98]). DPWM3 est une exception pour le fonctionnement à vide, car la DPWM3 offre plus de réduction de pertes par rapport à la MLI triphasée que tout autre stratégie deux-phases. Cependant les pertes à vide sont nettement inférieures aux pertes en charge, donc le poids du critère de fonctionnement à vide n'est pas important.

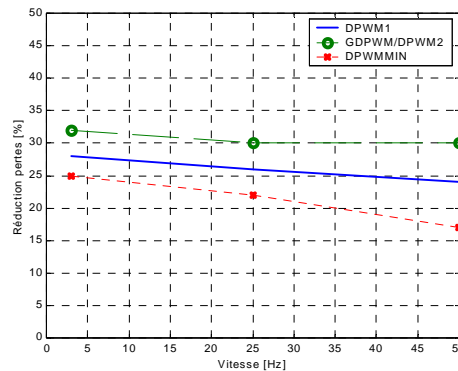


Figure IV.22. Comparaison de la réduction des pertes à C_{nom}

IV.4.2. Comparaison globale à vitesse nominale

Nous donnons en ce qui suit les résultats de comparaison à vitesse nominale ($f_m=50$ Hz) pour plusieurs états de la charge.

$f_m=50$ Hz	C_{nom}	0	$-C_{nom}$
DPWM1	24%	12%	26%
DPWM2	30%	15%	10%
GDPWM	30%	15%	36%
DPWMMIN	17%	15%	26%

Tableau IV.6. Réduction des pertes totales avec les MLI deux-phases à $f_m=50$ Hz

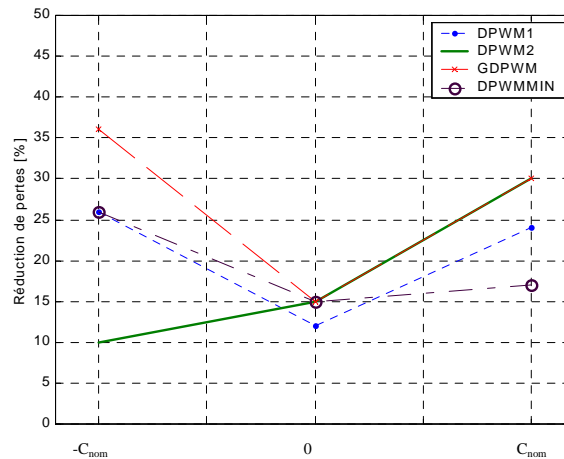


Figure IV.23. Réduction de pertes pour différentes valeurs de charge et $m_a=1,1547$

De nouveau il est démontré (Figure IV.23) que la GDPWM est la méthode optimale pour la réduction des pertes. La DPWM1 est meilleure que la DPWMMIN à couple nominal, mais plus mauvaise que la DPWM2. A charge nominale en régime générateur, la DPWM1 se comporte semblablement à la DPWMMIN, mais mieux que la DPWM2 qui est un cas particulier de la GDPWM. La DPWM2 est optimisée pour le fonctionnement en quadrant moteur.

IV.4.3. Exemples d'estimation dynamique des pertes

L'intérêt de cette section est de pouvoir se rendre compte de manière qualitative des effets des méthodes deux-phases sur les pertes en commutation ou conduction : les horizons de saturation, la position du courant par rapport à la tension, les pertes instantanées par rapport au courant etc.

MLI triphasée à C_{nom} , $f_m=25$ Hz

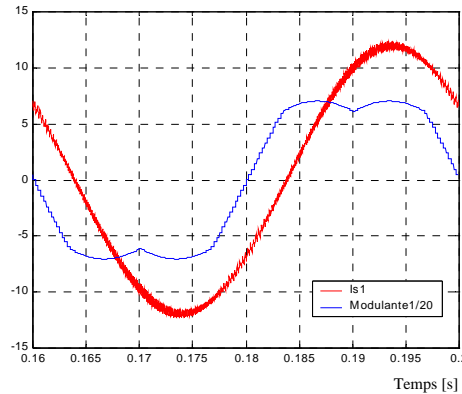


Figure IV.24. Tension et courant. MLI triphasée C_{nom} , $f_m=25$ Hz

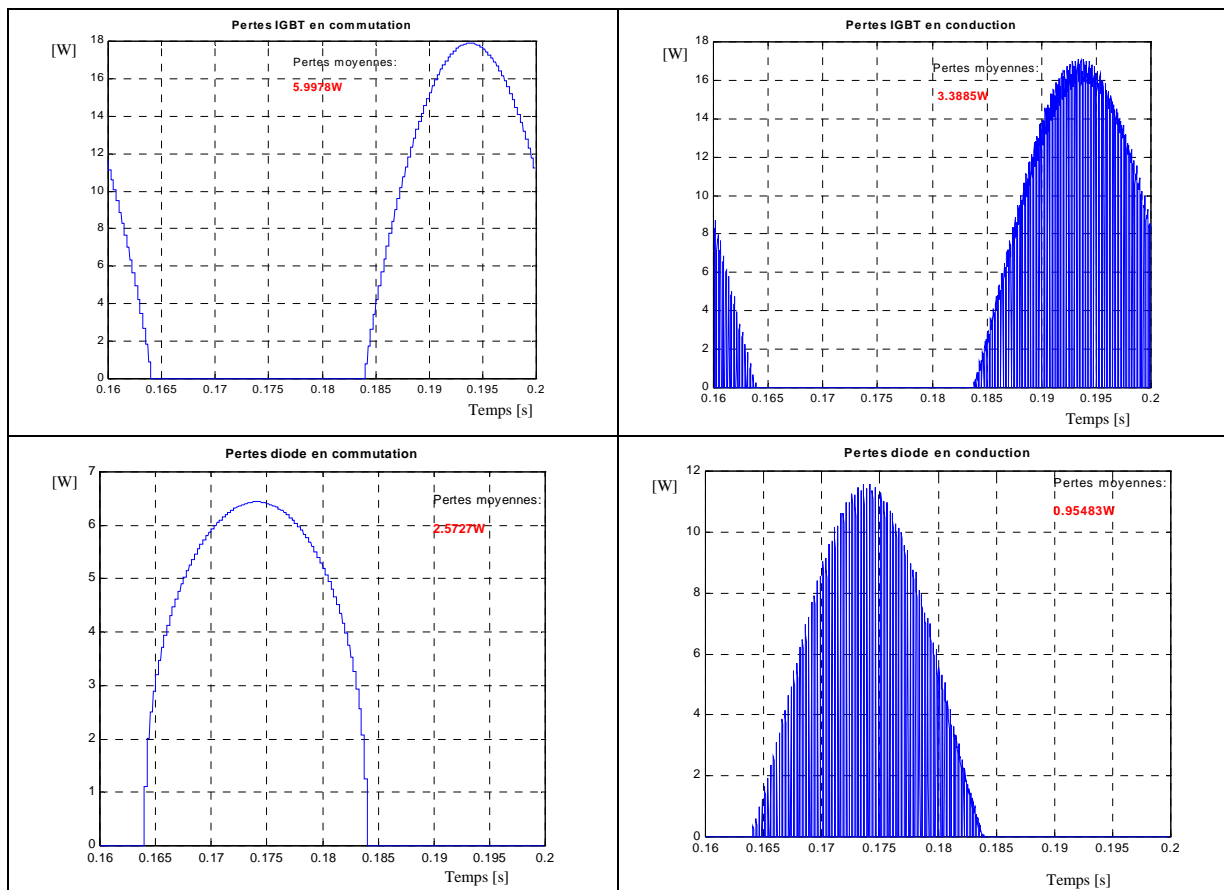


Figure IV.25. Pertes par commutation et par conduction. MLI triphasée à C_{nom} et $f_m=25$ Hz

DPWM2 à C_{nom} , $f_m=25$ Hz

Nous pouvons comprendre dans les figures suivantes l'explication graphique de la réduction des pertes due à la modulation deux-phases.

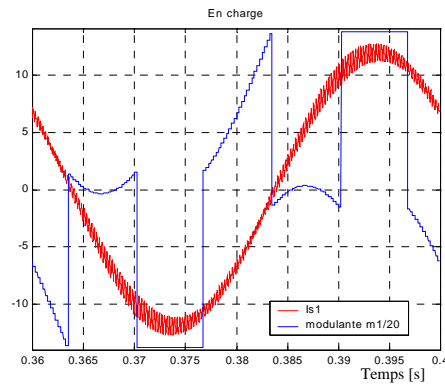


Figure IV.26. Tension $V_{10\text{ ref}}$ et courant I_{s1} pour la DPWM2, $f_m=25\text{ Hz}$, C_{nom}

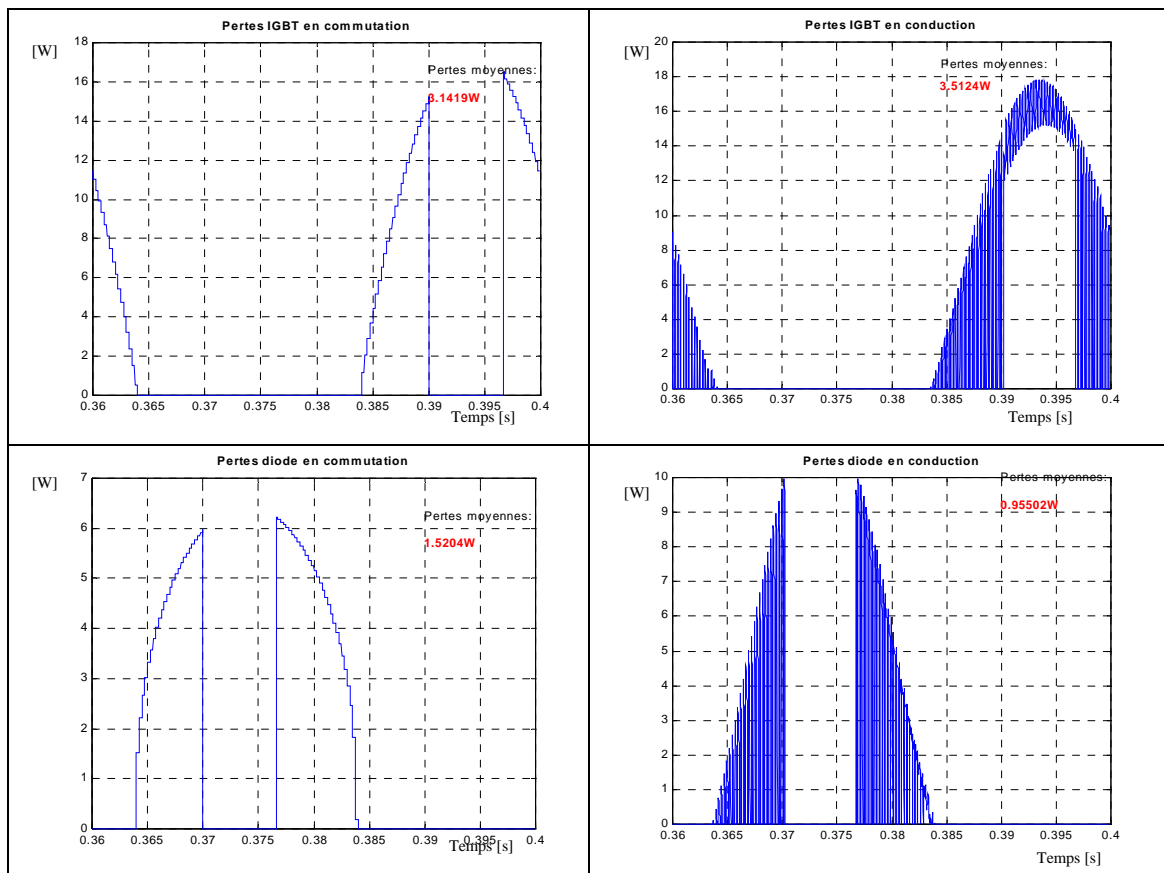


Figure IV.27. Tension $V_{10\text{ ref}}$ et courant I_{s1} pour la DPWM2, $f_m=25\text{ Hz}$, C_{nom}

IV.5. Méthodes discontinues sous-optimales et optimales

IV.5.1. La GDPWM

La GDPWM est la méthode optimale pour la réduction des pertes de la catégorie des stratégies deux-phases.

Pour une évaluation précise de cette stratégie, nous faisons des essais en fonction :

de la vitesse (1, 3, 10, 25, 50 Hz)

de la charge (C_{nom} , 0, $-C_{nom}$)

du réseau : 400V+0% <-> 550V bus
 400V+20% <-> 670V bus
 400V-20% <-> 450V bus

*pour le fonctionnement en générateur ($-C_{nom}$) le réseau est à 750V. $C_{nom}=26$ Nm, $f_{nom}=50$ Hz paramètres du moteur ATB4.

Il n'est pas nécessaire de donner tous les tableaux des résultats absolus (en [W]) ou relatifs (en [%]). Nous ne donnerons que les graphes 3D où la réduction de pertes est estimée en fonction de la charge et de la vitesse ou du réseau et de la vitesse. Ces graphes sont obtenus par interpolation des points simulés en Matlab/Simulink. L'interpolation est *linéaire* en fonction de la vitesse et *spline* en fonction de la charge ou de la tension. Une interpolation *spline* sur toutes les dimensions ne donne pas un résultat qui correspond aux simulations.

Les graphes représentent la réduction des pertes par commutation. Il est clair que les pertes totales ne sont pas réduites du même pourcentage à cause des pertes par conduction, mais le rapport de réduction est proportionnel aux graphes ci-dessous.

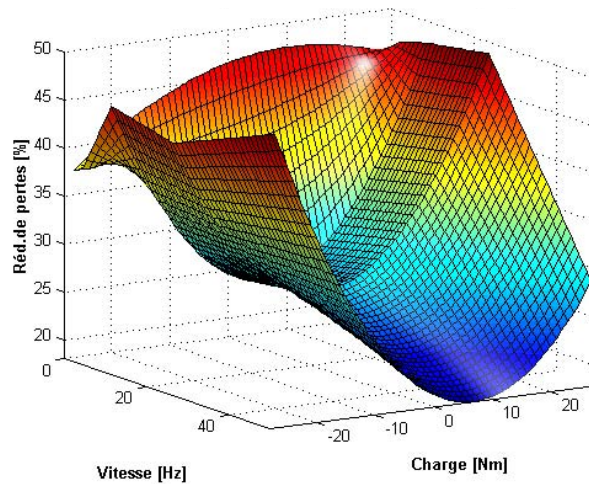


Figure IV.28. Réduction des pertes par commutation avec la GDPWM : $f(\omega_r, C_{em})$

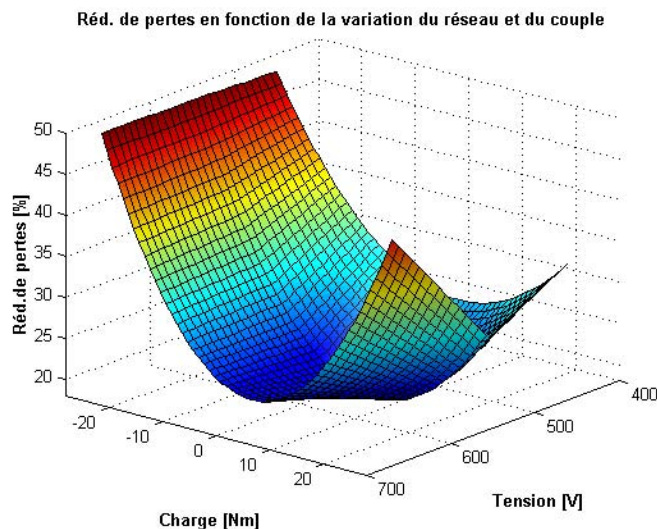


Figure IV.29. Réduction des pertes par commutation avec la GDPWM : $f(C_{em}, E)$

Conclusions :

Les avantages de la méthode GDPWM :

- la méthode apporte jusqu'à 50% de réduction des pertes en commutation par bras et jusqu'à 30% de réduction des pertes totales par rapport à la MLI triphasée actuellement utilisée. C'est le maximum de réduction des pertes atteignable par les stratégies de modulation deux-phases ;
- les pertes restent symétriquement distribuées sur un bras, ce qui n'est pas valable pour la DPWMMIN (voir section suivante). Ceci ne déséquilibre pas le pont onduleur et ne demande pas un dimensionnement différent du haut et du bas du bras ;
- on utilise le maximum de l'extension de linéarité de l'onduleur deux-niveaux ;
- on ne change pas la dynamique du contrôle du système; les ondulations du courant restent dans des limites acceptables, au même niveau que dans le cas des autres DPWM.

Les désavantages de la méthode GDPWM :

- le bruit acoustique produit est plus grand que dans le cas de la MLI triphasé ; il devient dérangement en basse vitesse, à cause de son non-homogénéité ;
- l'apparition des surtensions dues aux câbles longs est favorisée pour les vitesses basses ;
- les courants de fuite sont plus grands même rapportés à d'autres DPWM.

Les deux dernières affirmations seront vérifiées dans le chapitre VI.

IV.5.2. La DPWMMIN

La DPWMMIN est une méthode sous-optimale pour la réduction des pertes, faisant partie de la catégorie des stratégies asymétriques.

Une partie de l'estimation des pertes est faite directement sur la machine ATB à l'aide de la maquette DTC [CAPITANEANU99], une autre en simulation. Les différences ne sont pas significatives, ce qui montre une bonne concordance entre les mesures et la simulation.

Comme la méthode déséquilibre la répartition des pertes Joules en haut et en bas d'un bras onduleur, l'estimation des pertes est faite pour chaque partie du bras. Elle est suivie par une comparaison globale des pertes incluant les 2 interrupteurs du haut et du bas.

Comme pour la GDPWM, nous ne donnons que les résultats graphiques de comparaison en 3 dimensions. Les résultats sur chaque composant, intéressants pour comprendre le déséquilibre du pont, seront complétés par la représentation du gain global sur les pertes d'un bras.

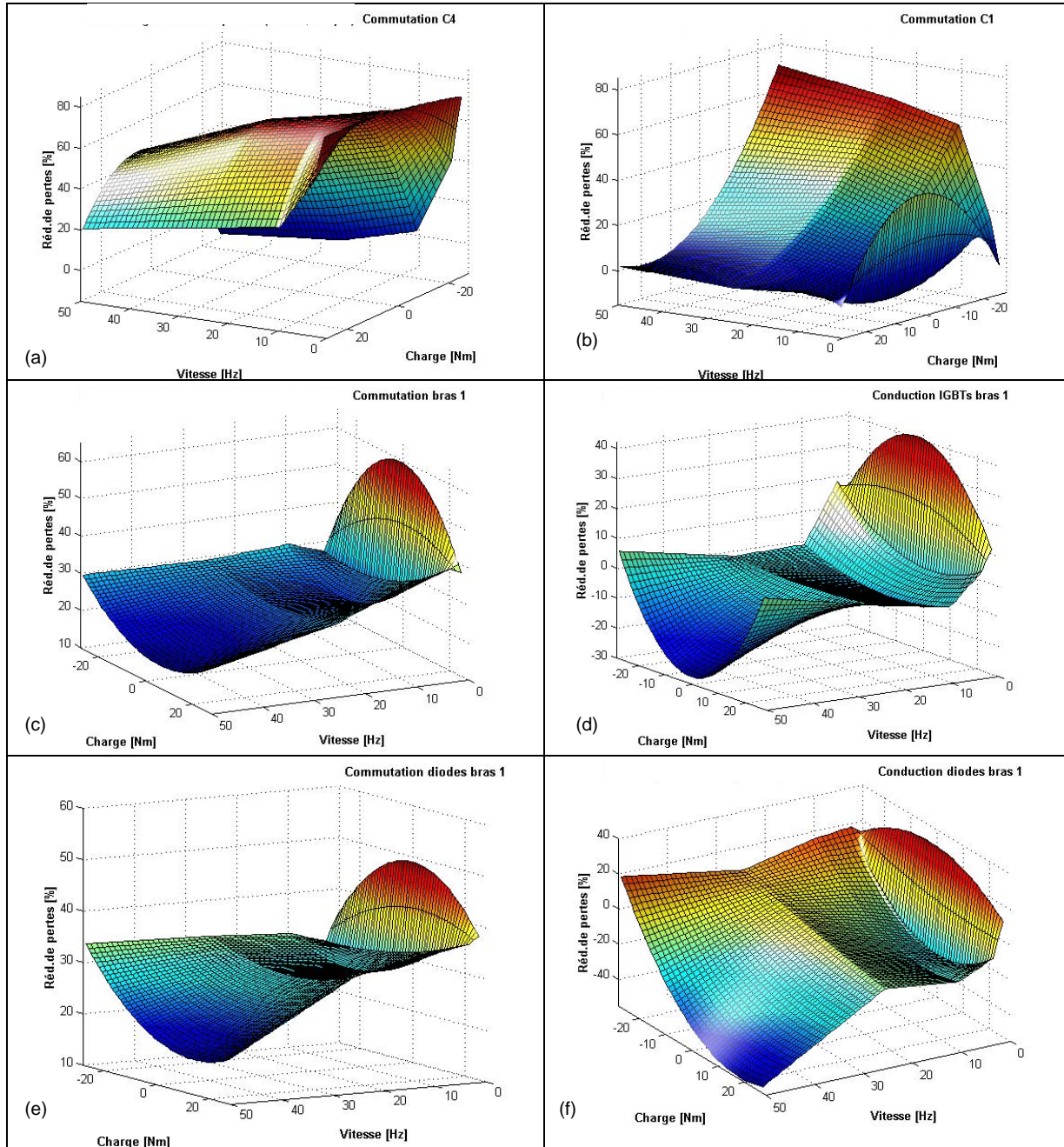


Figure IV.30. Réduction de pertes par commutation et conduction avec la DPWMMIN, $f(C_{em}, \omega_r)$

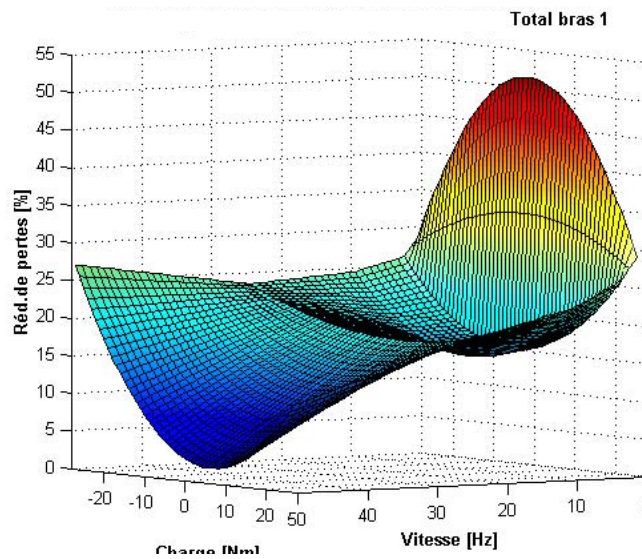


Figure IV.31. Réduction de pertes totales sur un bras

Les pertes en commutation sont distribuées différemment en charge et à vide sur les deux IGBTs : C1 et C4 :

- à C_{nom} C1 subit les mêmes pertes avec la DPWMMIN qu'avec une MLI classique, tandis que sur C4 on obtient une réduction de 20% à 70% (Figure IV.30 (a), (b)).
- à vide, avec la DPWMMIN on gagne un peu en pertes par commutation sur le C1, mais beaucoup plus sur C4.
- à $-C_{nom}$ les rôles changent et les pertes sur C1 sont beaucoup moins importantes que les pertes sur C4 sauf en basse vitesse.

Il faut cependant remarquer que le gain en pertes sur chaque IGBT est assez difficile à qualifier ; il est plus simple de considérer les deux IGBTs ensemble (Figure IV.30 (c)). On peut dire que les pertes par commutation sur un bras diminuent d'environ 30% (moins à 50 Hz, plus à 1 Hz) en charge et de 20% en moyenne à vide (en arrivant cependant à -60% à très basse vitesse).

Les pertes en conduction se distribuent de telle manière que lorsque sur une diode la réduction est de 100%, elles augmentent de 150% sur l'autre diode (Figure IV.30 (e),(f)). On peut estimer que les pertes par conduction augmentent en moyenne. Le résultat global (pertes par commutation + pertes par conduction) montre que le gain est important avec la DPWMMIN par rapport à la MLI classique (de 3% à 52%, avec une moyenne de 20% - Figure IV.31).

Conclusions :

Les avantages de la méthode DPWMMIN

- en basse vitesse le gain en pertes est plus important qu'en grande vitesse, par rapport à la MLI classique. Ce gain il est aussi plus important, sinon égal au gain obtenu avec la GDPWM en basse vitesse.
- la stratégie de modulation fait que les harmoniques supplémentaires qui apparaissent sont plus importants près de $2 \cdot f_{PWM}$ qu'à f_{PWM} . Pour la GDPWM c'est le contraire et que le bruit avec la DPWMMIN soit moins important que celui produit par la GDPWM en basse vitesse.
- les mesures des courants de ligne par shunt, dans le demi-bras inférieur ne sont pas affectées par la DPWMMIN. Pour la GDPWM ou ses cas particuliers, les mesures sont impossibles à très basse vitesse.

- la méthode DPWMMIN permet l'utilisation de la zone d'extension de linéarité maximale ($m_i=0.907$).

Les désavantages de la méthode DPWMMIN

- le plus grand désavantage est que le pont onduleur est déséquilibré, ce qui fait qu'on peut arriver à +200% de pertes en conduction sur une diode, mais aussi à -100% sur son homologue du bras. Ceci empêche l'utilisation de la DPWMMIN à basse vitesse car l'échauffement de certaines zones du pont onduleur risque de le détruire. L'augmentation de la température dépend du module onduleur utilisé et impose le taux de modulation m_a en dessous duquel la méthode n'est plus utilisée.
- le gain en pertes est moins important qu'avec la GDPWM, surtout à vitesse grande et moyenne et en charge.

IV.6. La FMPWM

IV.6.1. Principe

L'idée de base de cette stratégie est de faire varier de manière aléatoire la fréquence de commutation f_{PWM} à chaque période d'échantillonnage T_e . Ceci produit, comme toute méthode aléatoire de réduction de bruit (section II.8.7), un spectre étalé de la tension V_{IN} ou du courant I_{si} , $i=1,2,3$. La méthode initiale se trouve dans la littérature sous le nom de **RPWM (Random PWM)**.

Cependant, nous avons réuni sous le nom de **FMPWM (Frequency Modified PWM)** toute stratégie MLI ayant une variation de la fréquence f_{PWM} . Cette variation de la fréquence sera :

- soit aléatoire et suivra une loi de type (II.59),
- soit déterminée par l'amplitude de l'ondulation du courant de ligne.

Cette stratégie est le produit des recherches pour satisfaire à la fois le critère de réduction des pertes et celui de réduction du bruit. Les pertes sont réduites par la diminution de la fréquence **moyenne** de commutation et le bruit devient plus plaisant, car son spectre est étalé. La prise en compte du troisième critère (réduction des surtensions) n'a pas donné un résultat satisfaisant. Nous ne donnons pas dans cette section ces derniers résultats ; ils seront présentés dans le chapitre VI.

Nous procédons comme pour l'étude des méthodes deux-phases : nous évaluons cette méthode premièrement en fonction des critères de premier niveau (Figure II.54), puis nous l'optimisons en fonction des critères de deuxième niveau.

IV.6.2. Variation continue ou discrète aléatoire de la fréquence

Nous imposons avec (II.59) la loi de variation de la fréquence f_{PWM} (Figure IV.32). Si la variation de T_{PWM} est continue, T_e ne peut suivre les variations de T_{PWM} et le contrôle ne peut se faire qu'à des fréquences discrètes d'échantillonnage. Ceci pose le premier problème pour l'application de cette loi, car il n'y a plus de synchronisme entre les 2 fréquences.

La limite supérieure de T_{PWM} est liée aux contraintes matérielles de commutation ($f_{PWM}=16$ kHz au maximum dans les ATV Schneider) et la limite inférieure est liée à la qualité des signaux ($f_{PWM \min} = 500$ Hz).

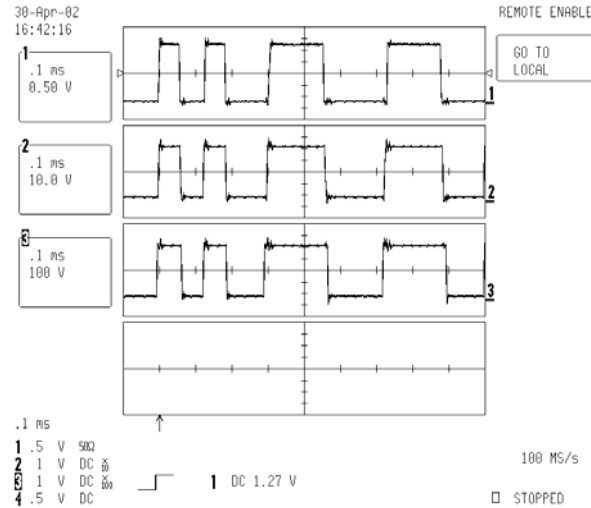


Figure IV.32. Relevé expérimental des ordres Sc_i pour la FMPWM

Le résultat d'optimisation de la formule (II.59) nous donne comme solution :

$$(IV.14) \quad f_{PWM} \in (2 \text{ kHz}, 8 \text{ kHz})$$

Cette variation est continue de 2000 Hz à 8000 Hz sans définir un pas de variation fixe ou variable. La moyenne f_{PWM} est intégralement gérée par la moyenne et la variance imposées dans (II.59).

En choisissant $f_{PWM}=3$ kHz en moyenne, nous réduisons les pertes en commutation de 48% et les pertes totales de 27% par rapport à la MLI triphasée. Les ondulations du courant augmentent peu. Le Tableau IV.7 montre ces résultats. En termes de bruit, la FMPWM améliore la sensation acoustique, tandis que la GDPWM augmente le bruit.

$f_m=25 \text{ Hz}$ C_{nom}	Gain pertes IGBT commutation	Gain pertes IGBT conduction	Gain pertes diode en commutation	Gain pertes diode en conduction	Gain total	Δi
FMPWM à 3 kHz	48%	4%	39%	-20%	27%	1,8 A
MLI triphasée à 4 kHz	0%	0%	0%	0%	0%	0,9 A
GDPWM à 4 kHz	48%	1%	42%	2%	30%	1,45 A

Tableau IV.7. Comparaison de la FMPWM en termes de réduction de pertes et diminution de qualité des courants

La comparaison entre la FMPWM et la MLI triphasée modulante aléatoire (type ATV58) en fonction du bruit montre que le spectre de la tension machine est même plus étalé (Figure IV.33). Ce résultat est vérifié en pratique sur le banc dSpace (Annexe II). L'impression acoustique est très bonne. Nous montrons dans la Figure II.47, le spectre de la tension V_{12} mesurée, spectre qui est semblable à celui de V_{in} .

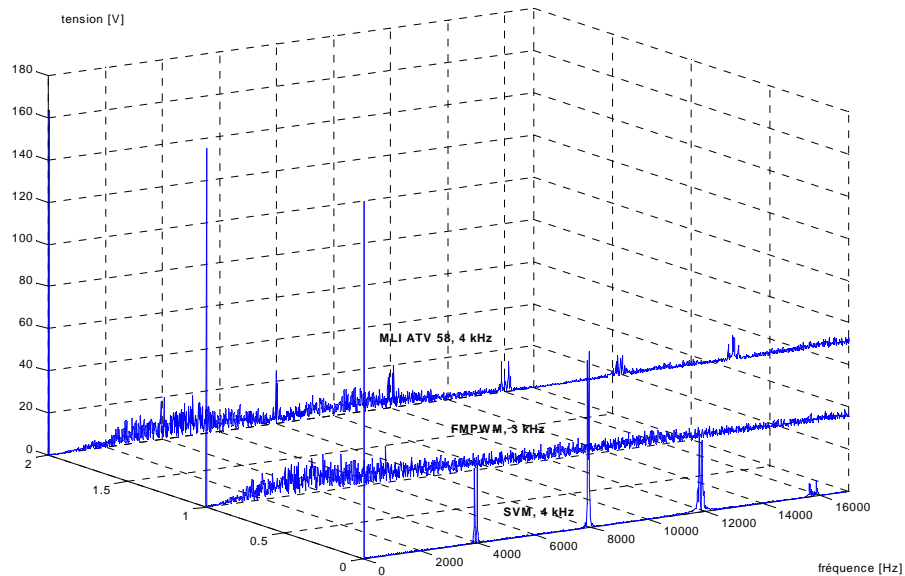


Figure IV.33. Comparaison FMWPM et MLI triphasée : spectre de V_{1N} 3 kHz contre 4 kHz

On peut donc utiliser une FMPWM avec une f_{PWM} moyenne plus petite (3 kHz) pour obtenir les mêmes performances au niveau bruit qu'avec une MLI aléatoire actuelle à $f_{PWM}=4$ kHz, mais tout en réduisant les pertes (de 27%).

La FMPWM avec variation continue de la fréquence est difficilement applicable sur un variateur. Le cas optimisé de FMPWM utilisant des fréquences discrètes par pas de 100 Hz entre 500 Hz et 16 kHz est présenté dans la Figure IV.34. f_{PWM} moyenne est 2,95 kHz.

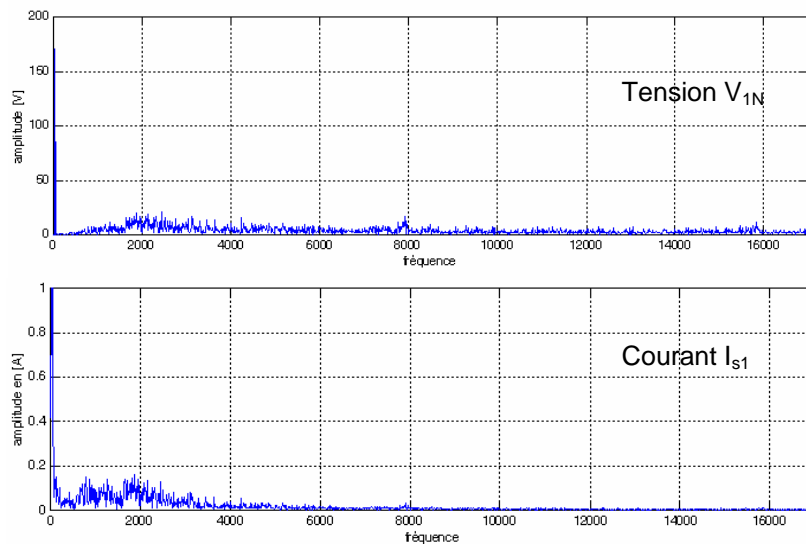


Figure IV.34. Spectres simulés du courant et de la tension pour une FMPWM à pas discret

Ce résultat démontre que le spectre d'harmoniques reste étalé lorsque le pas discret de variation de la fréquence est petit.

IV.6.3. FMPWM générée par l'ondulation du courant

Le schéma synoptique de cette idée est présenté dans la Figure IV.35.

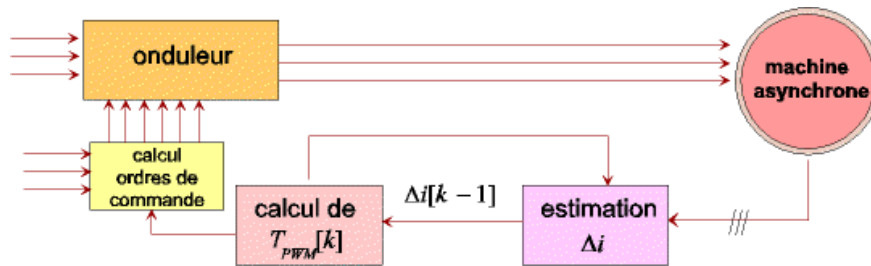


Figure IV.35. Synoptique de commande de la FMPWM dépendant de l'ondulation du courant

Les $\Delta i[k-1]$ sont repris pour la décision de $T_{PWM}[k]$.

Si $\Delta i[k-1]$ sont plus grands qu'une certaine valeur, on diminue $T_{PWM}[k]$.

Si $\Delta i[k-1]$ sont petits, $T_{PWM}[k]$ augmenté.

On envisage deux possibilités :

- les 3 bras commutent en même temps et nous prenons en compte les 3 ondulations des courants de ligne pour la définition de T_{PWM}
- les 3 bras commutent de manière indépendante, comme si le système n'était pas triphasé, mais composé de 3 sous-systèmes monophasés. Chaque bras voit une T_{PWM} dépendant de sa propre ondulation du courant.

Le Tableau IV.8 montre les résultats de comparaisons de plusieurs techniques liées à l'idée ci-dessus. Nous expliquons par la suite le principe d'obtention de chaque méthode.

Méthode	Δi en moyenne	Réduction des pertes par rapport à la MLI triphasée
a) MLI triphasée	0,90 A	0%
b) GDPWM	1,45 A	30%
c) FMPWM avec les trois bras en commutation différée	$D_{i1}=1,30$ A $D_{i2}=1,42$ A $D_{i3}=1,42$ A	-20 %
d) FMPWM avec un seul bras en commutation différée	$D_{i1}=1,42$ A	-25% sur le bras, 0% sur les autres
e) FMPWM avec un seul bras en commutation différée	$D_{i1}=1,49$ A	-33% sur le bras, 0% sur les autres
f) FMPWM avec tous les bras en commutation simultanée	$D_{i1}=D_{i2}=D_{i3}=1,44$ A	-27%
g) GDPWM+FMPWM avec tous les bras en commutation simultanée	$D_{i1}=D_{i2}=D_{i3}=1,66$ A	-47%

Tableau IV.8. Tableau de comparaison de la réduction des pertes en fonction de la technique choisie et des Δi finaux

Les MLI des cas a) et b) ont été déjà détaillées.

Dans le cas c) on suppose que les trois bras sont indépendants pour les fréquences de commutation : $1/T_{PWM1}$, $1/T_{PWM2}$, $1/T_{PWM3}$. Les trois périodes varient en fonction des ondulations du courant du bras tout en imposant une ondulation maximale. Dans le cas c), les ondulations imposées sont différentes sur les 3 bras.

Dans le cas d) et e), seule la fréquence d'un bras change, les autres gardant la fréquence fixe de la MLI triphasée d'origine.

Dans le cas f) les résultats sont obtenus avec une commutation simultanée sur les 3 bras en fonction d'un critère pondéré des ondulations du courant de chaque ligne.

Dans le cas g) on considère la GDPWM et le cas f), d'où une réduction des pertes d'environ 50%. Cependant l'ondulation des courants est la plus grande.

La Figure IV.36 montre les spectres obtenus avec une FMPWM applicable simplement en pratique avec un changement de fréquence f_{PWM} discret : nous commutons seulement entre 2, 4 et 8 kHz. Nous n'imposons pas une fréquence moyenne, mais des ondulations du courant maximales. Même si ce fonctionnement n'est pas optimisé, l'évolution du spectre en garde le même Δi qu'avec la GDPWM, tout en étalant le spectre.

L'idée de la FMPWM dépendant de Δi est très intéressante.

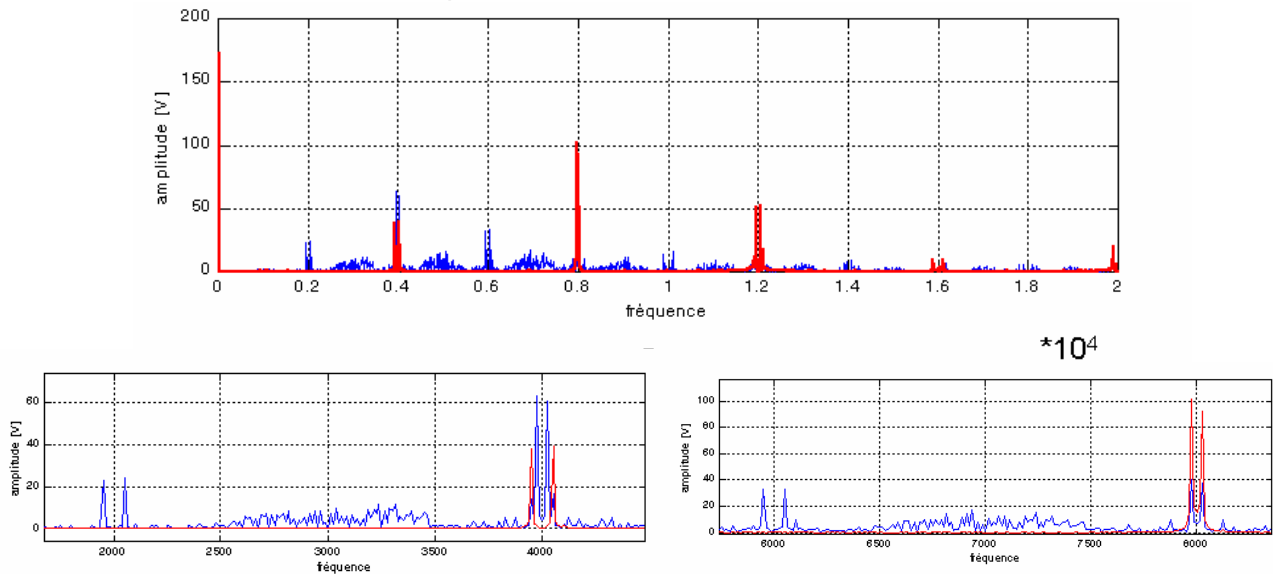


Figure IV.36. GDPWM, en rouge gras, et FMPWM pour le même Δi moyen

IV.6.4. Conclusions

Quelques essais avec la FMPWM donnent les conclusions suivantes :

a) *Variation continue et aléatoire de la fréquence entre 500 Hz et 8000 Hz sur les 3 bras en même temps (les impulsions restent centrées)*

Avantages (validés par expérimentation) :

- possibilité de faire varier la fréquence moyenne à l'aide d'un paramètre (variance, moyenne)
- utilisation d'une f_{PWM} plus petite avec les mêmes performances qu'une fréquence de MLI plus grande => réduction des pertes
- spectre résultant étalé => réduction du bruit
- méthode applicable à grande vitesse comme en basse vitesse, ce qui n'est pas possible pour les DPWM à cause du bruit ou de l'asymétrie
- grand horizon de choix de la loi aléatoire
- l'idée est applicable à la GDPWM ou à la DPWMMIN

Désavantages :

- la variation **continue** de la fréquence est difficilement applicable en pratique surtout à cause de la nécessité d'une T_e minimale pour le contrôle et à cause de la nécessité du synchronisme entre T_e et T_{PWM}

b) Variation discrète de la fréquence de manière aléatoire

Avantages :

- possibilité d'implantation sur un variateur de type ATV66.
- le spectre fréquentiel est assez bien étalé si le pas de variation est assez petit

Désavantage :

- si le pas de discrétisation est grand (Figure IV.36) l'étalement du spectre n'est pas intéressant

c) Variation continue ou discrète de la fréquence de manière aléatoire ou en fonction du $\Delta i [k-1]$ différée sur les 3 bras

Désavantage :

- le Δi augmente beaucoup (de manière incontrôlée), car on applique localement des vecteurs tension qui ne sont pas adjacents. Cependant la moyenne de tension de référence peut être obtenue. Cette méthode ne donne pas des résultats meilleurs que ceux obtenus des cas a) et b) ci-dessus.

d) T_{PWM} change à chaque instant d'échantillonnage k en fonction du $\Delta i [k]$

Désavantage :

- difficulté de connaître ou estimer le $\Delta i [k]$ estimé pour pouvoir l'utiliser au même instant k

e) T_{PWM} change (avec ou sans pas discret) à chaque instant d'échantillonnage k en fonction du $\Delta i [k-1]$ (cas c), d), e) et f) du Tableau IV.8)

Avantages :

- le $\Delta i [k-1]$ est plus facile à estimer, ce qui permet l'obtention d'un courant de sortie de qualité
- la fréquence de commutation f_{PWM} devient implicitement aléatoire => le bruit devient plus plaisant
- si la fréquence d'échantillonnage du contrôle est le double de la fréquence f_{PWM} , le centre de l'impulsion MLI est soit centré, soit aligné au bout de la période => mélange de 2 méthodes de MLI aléatoire existantes (MLI fréquence aléatoire et MLI porteuse aléatoire) => le bruit devient plus plaisant
- f_{PWM} peut être diminuée, pour une même qualité du courant que la GDPWM, la FMPWM donnant une réduction de pertes de 27%
- on peut appliquer l'idée aussi à la GDPWM ou à la DPWMMIN

Désavantage :

- en réalité, l'estimation de l'ondulation du courant est difficile ; les essais de validation de la méthode sont encore en cours
- l'étalement du spectre n'est pas très grand

En conclusion, la FMPWM suivant une loi de variation complètement aléatoire donne des résultats intéressants en théorie et en pratique. La FMPWM dépendant du Δi est une solution parallèle qui doit être optimisée et validée en pratique.

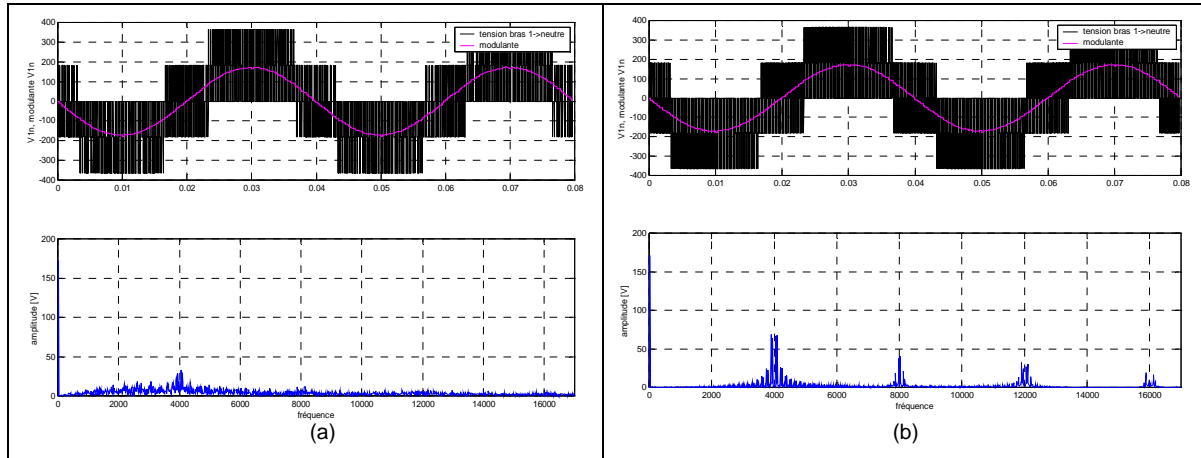


Figure IV.37. Tension V_{1N} à 25 Hz, simulations à vide, moteur ATB4 : (a) « GDPWM deux fois aléatoire », (b) GDPWM « classique »

Diverses combinaisons des principes énoncés ci-dessus ont été essayées, mais les résultats ne sont pas trop différents rapportés aux solutions FMPWM choisies comme les meilleures du point de vue pertes ou bruit. Nous donnons l'exemple de la « GDPWM deux fois aléatoire » : la première loi aléatoire concerne la porteuse (porteuse type ATV66), la deuxième loi concerne la fréquence aléatoire. Le résultat comparé à celui du spectre d'une GDPWM « classique » est présenté dans la Figure IV.37.

Le deuxième exemple est donné dans la Figure IV.38. Nous partons d'une MLI modulante aléatoire (section II.8.7.a) et nous appliquons sur la fréquence f_{PWM} une loi aléatoire de variation continue.

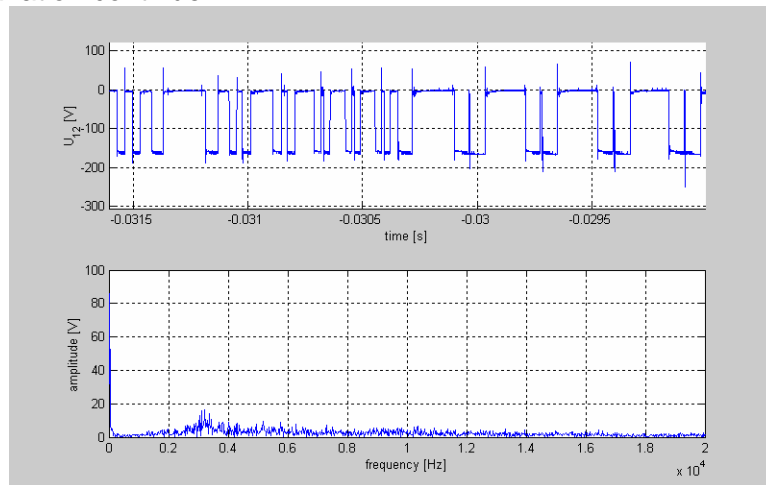


Figure IV.38. Relevé expérimental d'une FMPWM « deux fois aléatoire », $f_m=25$ Hz, moteur LS0.55

IV.7. Déconnexion d'une branche onduleur

Dans les méthodes de type deux-phases, nous ne pouvons pas réduire les pertes par conduction, mais seulement les pertes par commutation. Est-il acceptable de déconnecter une phase de l'onduleur et d'avoir un courant nul pendant un certain temps dans un bras? Ceci ne va-t-il entraîner une déformation inacceptable du courant? Quelles sont les limites de « l'acceptable » et pour quelle application peut-on envisager cette solution?

Ces questions ouvrent la voie d'une étude longue et complexe. Elle a été entamée, mais vu le nombre illimité des possibilités d'interruption de la conduction nous n'avons pas tiré actuellement de conclusion générale.

Nous donnons seulement les conclusions partielles suivantes :

- la déconnexion d'un bras pendant un sixième ou un douzième de la période $1/f_m$ donne des résultats inutilisables à cause des extrêmes de courant qui se traduisent par des ondulations du couple inadmissibles (Figure IV.39)
- les essais effectués avec une déconnexion pendant des temps de l'ordre de la période T_{PWM} montrent une instabilité des courants difficilement gérable qui n'est pas compensée par un gain de pertes par conduction et/ou commutation.

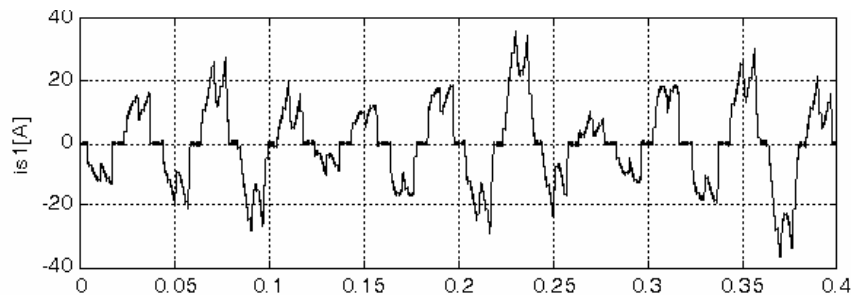


Figure IV.39. Courant de ligne simulé pour ATB4, $f_m=25$ Hz, déconnexion lorsque la tension de ligne vaut la tension médiane

L'étude reste ouverte car de nombreuses autres possibilités de déconnexion existent, ainsi que la compensation de la dégradation de la forme des courants. A priori le gain total en pertes est proche de celui obtenu avec les méthodes DPWM tout à fait adaptées aux applications acceptant un courant déformé (Figure IV.39)

IV.8. Commutation des algorithmes

Certains inconvénients des stratégies DPWM empêchent l'utilisation de ces méthodes sur tout l'horizon de variation de la charge ou de la vitesse. Ceci est résumé dans la Figure IV.40 où f_m est la fréquence nominale de rotation de la machine.

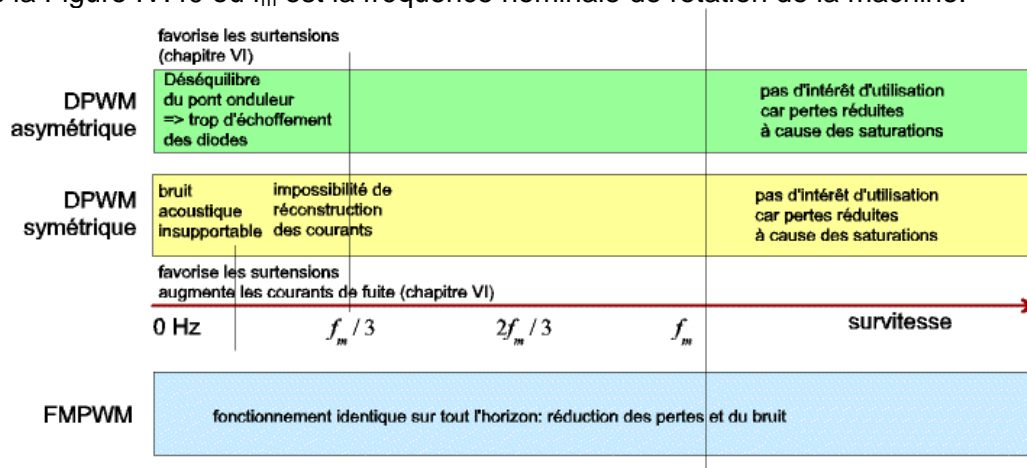


Figure IV.40. Domaines d'utilisation des méthodes pour la réduction des pertes

Il est donc envisageable d'utiliser plusieurs stratégies MLI pendant le fonctionnement du variateur, en fonction de chaque plage où certaines performances sont optimisées. Le passage d'une stratégie à l'autre se passe sans problème car

$f_{PWM} \gg f_m$ si on n'est pas en survitesse. Ainsi, nous n'avons pas affaire aux déformations du courant qui peuvent apparaître lors de l'utilisation d'une fréquence de découpage petite.

La DPWMMIN est ainsi utilisée dans le variateur ATV11 pour des vitesses moyennes et grandes.

La commutation entre la MLI triphasée et plusieurs stratégies deux-phases pourra être envisagée.

IV.9. Conclusion

Nous avons montré deux possibilités de réduire les pertes par commutation onduleur : les techniques de type deux-phases ou DPWM et la FMPWM. Cette dernière est envisagée pour réduire le bruit acoustique et, en fonctionnant à une fréquence de commutation basse, elle réduit les pertes tout en maintenant une bonne qualité du courant de ligne.

En ce qui concerne les stratégies DPWM, la GDPWM s'impose comme stratégie optimale à cause du pourcentage de réduction des pertes. Cependant elle demande l'estimation du déphasage entre le courant et la tension qui n'est pas atteignable en pratique avec précision.

C'est pour cette raison que des stratégies sous-optimales ont été étudiées : la DPWMMIN a été implantée dans le variateur ATV11, mais le déséquilibre du fonctionnement du pont onduleur limite sa plage d'utilisation à une partie de l'horizon de vitesse. La DPWM1 ou la DPWM2, cas particuliers de la GDPWM, constituent une autre solution pour la réduction des pertes. Leur horizon d'utilisation est toujours limité, car en basse vitesse un bruit acoustique étrange apparaît. La DPWM1 est utilisée dans les variateurs Toshiba.

La FMPWM est une deuxième variante pour la réduction des pertes : à fréquence f_{PWM} basse les résultats au niveau pertes et bruit acoustique sont meilleures ou identiques qu'avec une MLI triphasée à une fréquence f_{PWM} plus grande. Les performances de premier niveau (Figure II.54) sont satisfaisantes.

Deux versions de la FMPWM sont proposées : la version classique de variation aléatoire de la fréquence f_{PWM} et la version où f_{PWM} change en fonction de l'amplitude du Δi . Cette dernière idée originale est en cours de validation expérimentale.

La FMPWM est aussi une solution pour la réduction du bruit acoustique, problème qui fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE V. ETUDE POUR LA REDUCTION DU BRUIT ACOUSTIQUE

V.1. Introduction

Un des problèmes qui apparaissent lors de l'alimentation par un étage MLI est l'augmentation du bruit acoustique. Le problème et les solutions existantes ont été décrits dans la section II.7.2 de ces travaux.

Les solutions sont :

- la modification de la structure de la machine – solution qui ne sera pas prise en compte dans le cas de notre étude, car on est confronté généralement à des machines existantes et à leur adaptation
- l'augmentation de la f_{PWM} pour déplacer les raies du spectre acoustique au-delà des fréquences audibles – solution qui n'est pas acceptable en raison de l'augmentation des pertes par commutation
- les MLI aléatoires (section II.8.7) provoquent l'étalement du spectre de la tension machine, ainsi que celui du bruit audible. Il ne s'agit pas d'une réduction du bruit, mais de la modification de l'impression acoustique produite

Une démarche différente de celles-ci est d'essayer de supprimer des raies bien précises du spectre des tensions V_{IN} , donc du spectre du bruit acoustique, car ces spectres sont liés entre eux. Elle est difficilement réalisable à cause de la précision demandée à l'échantillonnage T_{PWM} .

Une autre idée consiste à réaliser un hybride entre la MLI optimisée (section II.8.8.a) et la MLI triphasée [SOURNAC90]. Les résultats obtenus avec les MLI aléatoires sont meilleurs.

Suite à ces conclusions dans la littérature, notre étude s'oriente vers l'analyse pragmatique du comportement de la machine en fonction de son alimentation, ainsi que vers la compréhension des origines physiques du bruit et leur interdépendance.

Les solutions proposées concernent aussi d'autres critères de deuxième niveau (Figure II.54). Il s'agit de l'optimisation de la MLI pour obtenir un bruit agréable tout en réduisant les pertes, les surtensions etc. Le critère du bruit acoustique ne restera pas isolé.

Nous commençons par une discussion sur le lien entre le bruit acoustique et l'alimentation par étage MLI. Nous comparons qualitativement et quantitativement les stratégies de modulation les plus répandues, de manière semblable à l'étude sur les pertes onduleur (section IV.4). Au départ, des mesures de pression acoustique et de vibration mécanique sont effectuées en chambre sourde sur plusieurs moteurs pour plusieurs modulations MLI. Nous utilisons la comparaison de premier niveau (section IV.3.5) où les méthodes MLI modulante aléatoire et MLI porteuse aléatoire ont été introduites.

Des tendances générales du bruit seront données. On fera aussi des remarques sur l'origine électromagnétique du bruit dans une approche pragmatique pour montrer la liaison directe entre les tensions V_{IN} et le spectre du bruit acoustique. Un essai de matérialisation de cette liaison est fait, mais les études continuent.

V.2. Le bruit acoustique d'une machine asynchrone alimentée par un variateur de vitesse

V.2.1. Composantes du bruit

Le bruit acoustique d'une machine est dû aux vibrations mécaniques de la structure du moteur (principalement le stator, la plaque de base, la carcasse), mais aussi aux vibrations acoustiques (turbulences de l'air) produites par le mouvement du rotor (Figure V.1).

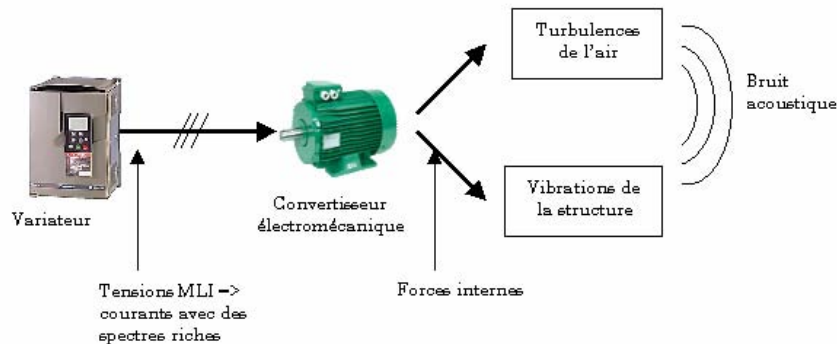


Figure V.1. Schéma de génération du bruit

Bruit minimal d'une machine

Certains auteurs [TIMAR77], [TIMAR94] insistent sur le fait que la machine asynchrone présente un bruit même si elle est alimentée par une tension sinusoïdale parfaite. Ce bruit acoustique présente un **seuil minimal** qui ne peut pas être dépassé en changeant la technique MLI. Ce seuil ne dépend que de la machine et de sa vitesse de rotation (fréquence f_m) et il peut être changé par la construction de la machine.

La MLI introduit des fréquences de vibration supplémentaire et augmente la puissance acoustique (Figure V.2). f_{mains} est la fréquence pour laquelle l'énergie passe par un maximum dans le cas sans résonance. Ceci permet l'interprétation de l'évolution des composantes du bruit acoustique en fonction de la vitesse.

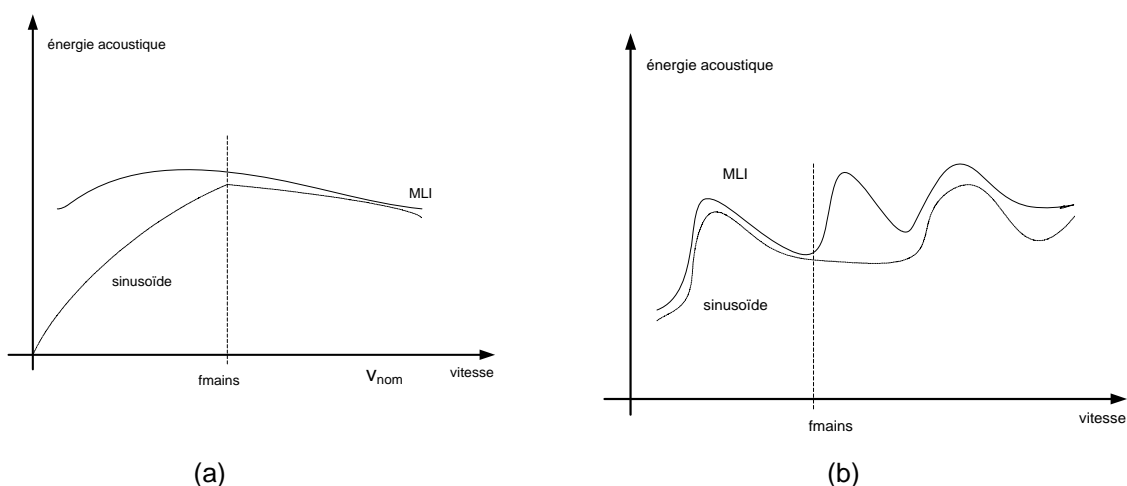


Figure V.2. Niveau d'énergie acoustique minimal et avec la MLI : (a) moteur sans résonance, (b) moteur avec résonance

Les composantes du bruit dues à la MLI

Conformément au [NEY70] le bruit acoustique peut être divisé en 3 parties :

- mécanique
- aérodynamique
- électromagnétique

Des mesures acoustiques nous ont confirmé les différences entre ces parties et les fréquences correspondantes (Figure V.3). Nous détaillons ceci par la suite.

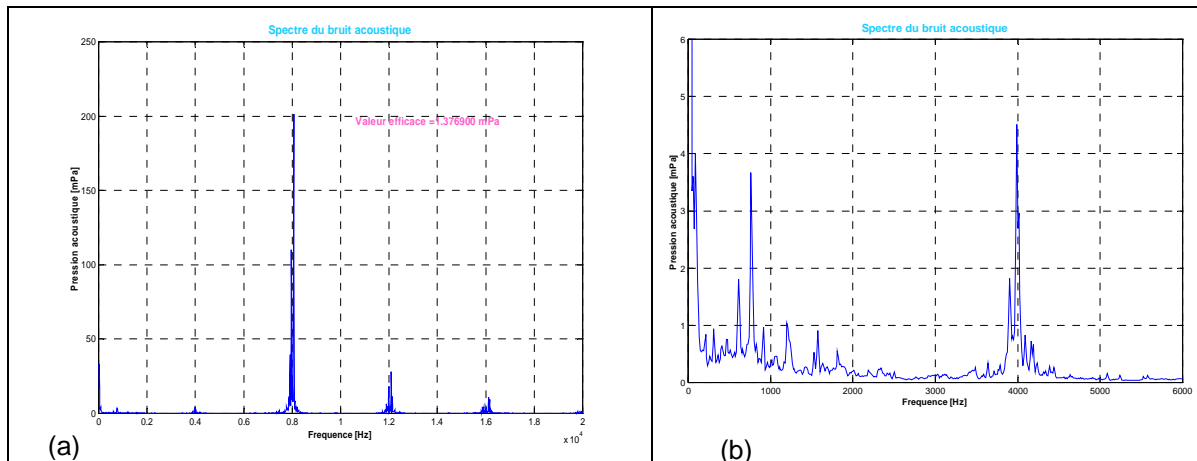


Figure V.3. Spectre mesuré du bruit acoustique : MLI triphasée, $f_m=25$ Hz, $f_{PWM}=4$ kHz, moteur LS1.5-1 : (a) spectre global, (b) le spectre du bruit mécanique

Le bruit mécanique

Cette partie du bruit est d'origine très diverse: inégalités de surface, excentricités, jeu trop important ou insuffisant, faux rond, graisse trop épaisse, mauvaise finition, jeux divers axiaux ou radiaux, désalignement d'arbres, rouille.

Les causes énumérées donnent quelque fois lieu à des résonances de pièces. Aussi, la forme des paliers joue-t-elle un rôle sensible dans ce phénomène. Un palier de fortes dimensions a son spectre de fréquences dans le domaine des fréquences basses où l'oreille est peu sensible. Ces paliers paraissent plus silencieux que les autres.

Le bruit mécanique ne peut pas être diminué de manière électrique.

Le bruit aérodynamique

Les vibrations sonores peuvent provenir :

- **du mouvement tourbillonnaire** de l'air produit par les pales (son de sillage) dû tant au mouvement qu'au jet d'air contre divers obstacles
- **de l'effet de sirène** engendré par le jet d'air contre les encoches en mouvement de rotation
- **des bruits de cavité** se traduisant par des résonances

Le bruit de sirène est le plus important. Il donne une fréquence fondamentale et des harmoniques dont le plus important est l'harmonique de rang 2. Le fondamental peut se calculer avec:

$$(V.1) \quad f_1 = N_{\text{encoches}} \cdot f_m \left[\frac{tr}{\min} \right]$$

La fréquence fondamentale du son émis par un ventilateur est le produit du nombre de pales par le nombre de tours par seconde [NEY70].

La partie mécanique et la partie aérodynamique du bruit sont pratiquement indépendantes du type d'alimentation. Les fréquences concernées occupent la partie basse du spectre d'harmoniques, celle située en dessous de 2 kHz. Ceci est valable en général dans les applications industrielles concernant les puissances plus petites que 55 kW et les moteurs à 1 ou 2 paires de pôles (Figure V.3 b).

La Figure V.4 nous montre que le spectre du bruit mécanique est peu influencé par le type d'alimentation.

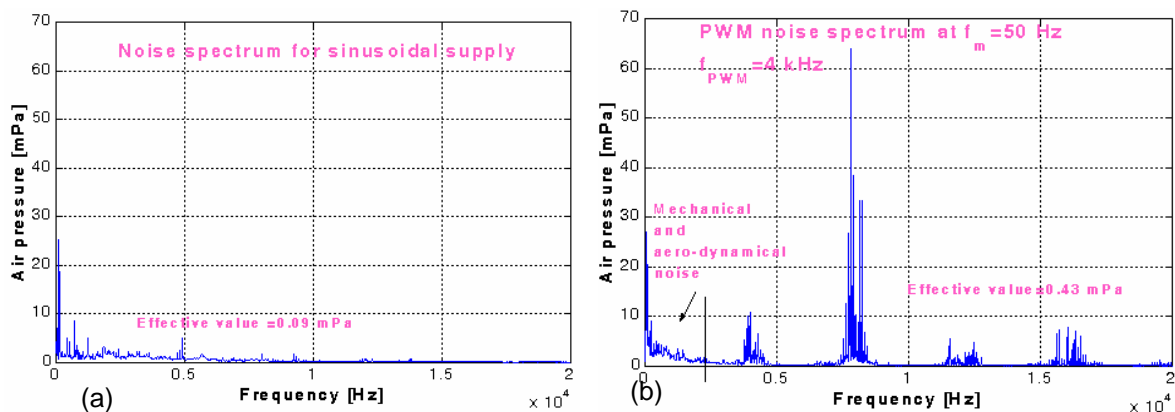


Figure V.4. Spectres mesurés du bruit acoustique pour une alimentation réseau (a) ou par étage MLI (b) à $f_m=50$ Hz

Le bruit électromagnétique

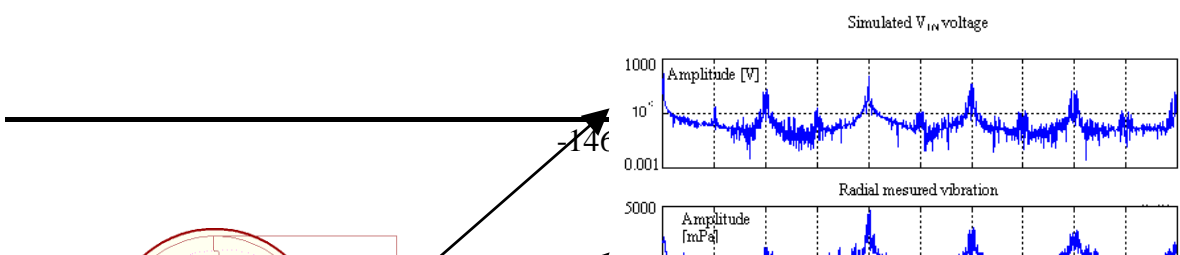
La partie électromagnétique du bruit est directement liée au type d'alimentation. Elle est engendrée par les forces d'origine magnétique s'exerçant dans la machine [ZHU94], [DURANTAY2000], [HUBERT2000]. La manière la plus simple d'expliquer ceci est de dire que le bruit provient des excitations des modes de la machine asynchrone.

Plusieurs déformations de la structure du moteur sont des réactions au mode d'alimentation. Une étude détaillée des déformations doit prendre en compte chaque partie de la machine. Certains auteurs discutent sur les fréquences de vibration de ces modes, décomposant ainsi la machine dans ses principaux éléments :

- stator
- rotor
- carcasse
- pattes de fixation
- encoches & flasques paliers

Chaque fréquence du spectre de la tension d'alimentation a un effet sur la structure. Le bruit acoustique est la somme de toutes les excitations des modes dues aux harmoniques du spectre de V_{in} . On vérifie que : moins il y a d'harmoniques dans le spectre, moins on obtient de bruit. Une étude spectrale détaillée peut montrer que toute raie du spectre de la tension a son correspondant dans le spectre du bruit acoustique, à la même fréquence.

Nous pouvons simplement vérifier ceci par la mesure du bruit acoustique et des vibrations par comparaison avec le spectre (même simulé) de la tension (Figure V.5).



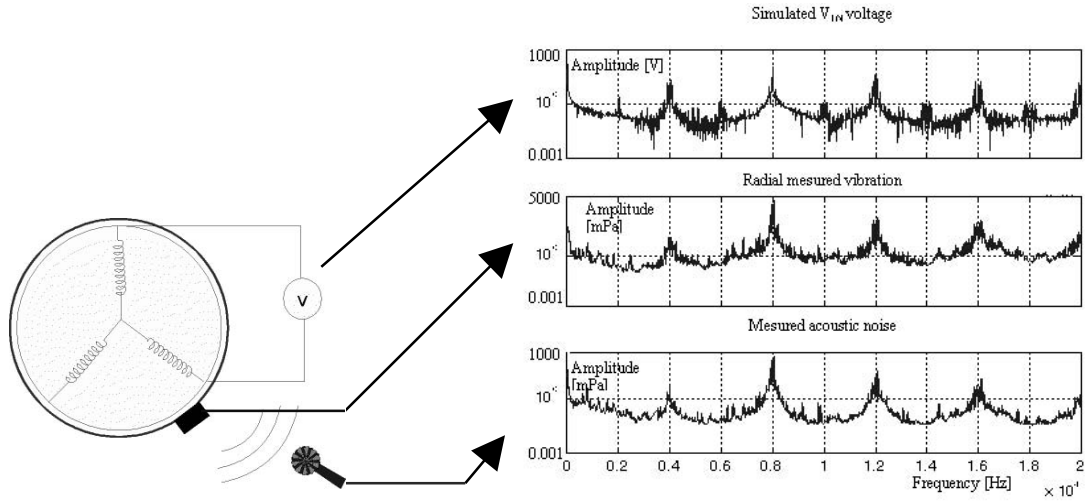


Figure V.5. Spectres de la tension, de la vibration mécanique et du bruit acoustique (pression de l'air) pour LS1.5-1 à $f_m=25$ Hz, $f_{PWM}=4$ kHz

Les vibrations sont mesurées à l'aide d'un accéléromètre en utilisant le procédé décrit dans les sections suivantes.

Le spectre du bruit électromagnétique dépend du flux auquel la machine est soumise, de la vitesse de rotation, des excentricités ou déformations, des variations de réluctance produites par le passage des encoches du rotor.

Certaines raies du spectre du flux donnent des excitations plus fortes des modes, donc des fréquences audibles (tons) plus importantes.

Nous donnons une possibilité de calcul de la *puissance acoustique* proposée par [TIMAR94] pour se rendre compte des proportionnalités existantes entre les grandeurs :

$$(V.2) \quad P = K_6 \cdot \sigma_r \cdot f_r^2 \cdot \left(0,25 \cdot B_\rho^4 \text{ ou } B_\mu^2 \cdot B_\lambda^2 \dots \right) \cdot H_{dyn}^2$$

où

σ_r = facteur de radiation de la vibration du à l'harmonique de rang r et qui dépend de $\frac{\pi \cdot f_r \cdot D_h}{c}$ (c = vitesse du son, D_h = diamètre de la surface emmétrice)

f_r = fréquence de l'onde excitante du mode

B_ρ = densité spectrale des harmoniques du flux statorique (rotorique)

$B_\mu \cdot B_\lambda$ = densité spectrale des harmoniques du flux statorique et rotorique

H_{dyn} = facteur de multiplication dynamique

$$(V.3) \quad K_6 = K_1^2 \cdot \rho \cdot c \cdot S_{rad} = \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot H}{2 \cdot \mu_0}$$

H = intensité magnétique,

μ_0 = perméabilité magnétique du vide,

S_{rad} = surface emmétrice de la radiation

ρ = densité de l'air

Cette formule compliquée peut donner une idée sur les proportionnalités entre la puissance du bruit acoustique et certaines grandeurs électromagnétiques qu'on peut gérer par l'alimentation MLI. Cependant elle est difficilement utilisable en pratique.

La littérature indique aussi que les énergies de vibration (et implicitement la puissance acoustique) de chaque sous-système d'une machine électrique dépendent de la puissance électrique d'entrée (stator) et des facteurs de pertes de couplage entre les sous-systèmes [WANG99]. Cette puissance d'entrée peut être calculée par FEM en simulation dans le cas d'une machine précise.

La démarche du calcul mathématique ou par éléments finis de l'énergie de vibration n'a pas été prise en compte dans notre étude, car nous partons du principe d'utilisation du variateur électrique, donc de l'alimentation par étage MLI, pour tout moteur électrique et pas seulement pour une structure précise. Ainsi nous recherchons des principes généraux d'interdépendance entre le bruit et la stratégie MLI appliquée. Nous considérons le moteur alimenté par la MLI comme une boîte noire ayant la stratégie MLI en entrée et le bruit acoustique comme sortie. La chaîne qui génère le bruit est donc simplement représentée par :

MLI -> courants -> vibrations du moteur (principalement radiales)-> bruit acoustique

ce qui est aussi figuré dans la Figure V.1. L'outil de travail pour cette analyse sera la transformée de Fourier.

Comme la partie la plus importante du spectre du bruit est constituée par le bruit électromagnétique, pour des vitesses de rotation grandes et moyennes ($>f_{nom} \cdot 1/3$) nous pouvons pratiquement négliger le bruit mécanique et aérodynamique dans notre étude. Ceci sera vérifié par la suite.

V.2.2. Facteurs de variation du bruit

Le bruit acoustique dépend de :

- la structure du moteur
- la puissance du moteur
- la vitesse de rotation (ω_r)
- le type de MLI appliquée
- la fréquence de MLI (f_{PWM})

L'évolution des composantes du bruit en fonction de la vitesse (qui est l'élément essentiel dans le domaine de la variation de vitesse) est approximée dans la Figure V.6. Ceci est issu plutôt des résultats de mesure qui seront présentés plus loin, mais aussi des conclusions de la littérature (voir aussi Figure V.2 a).

La première conclusion qui peut être déduite est qu'à grande vitesse la modification de la stratégie MLI influence beaucoup moins le bruit qu'à d'autres vitesses. Parfois le bruit est identique pour des stratégies complètement différentes.

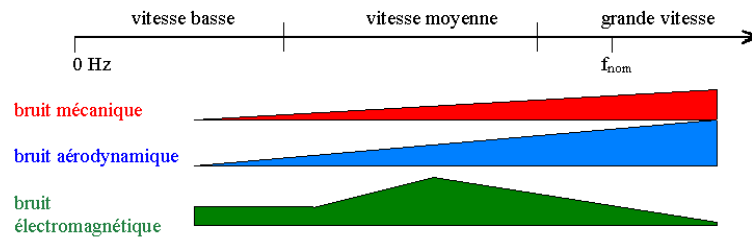


Figure V.6. Variation du bruit acoustique en fonction de la vitesse de rotation

V.3. Etude comparative expérimentale

V.3.1. Grandeurs de comparaison

Dans le but d'obtenir une meilleure approche des origines du bruit acoustique, nous avons étudié l'évolution de celui-ci en variant les paramètres présentés dans la section V.2.2. Presque 200 mesures différentes de spectres de vibration et acoustiques ont été faites suivant 5 critères de comparaison :

- type du moteur (Leroy Somer, Unelec ou Toshiba)
- puissance du moteur (0.75 ou 1.5 kW)
- vitesse de rotation
- stratégie MLI (MLI triphasée, MLI modulation aléatoire, DPWM1 et DPWMMIN)
- fréquence de commutation f_{PWM} (2, 4, 8 ou 16 kHz)

Les caractéristiques techniques des moteurs se trouvent dans l'annexe I. Nous ne donnons ici que les différences pour lesquelles les moteurs ont été choisis (Figure V.7).

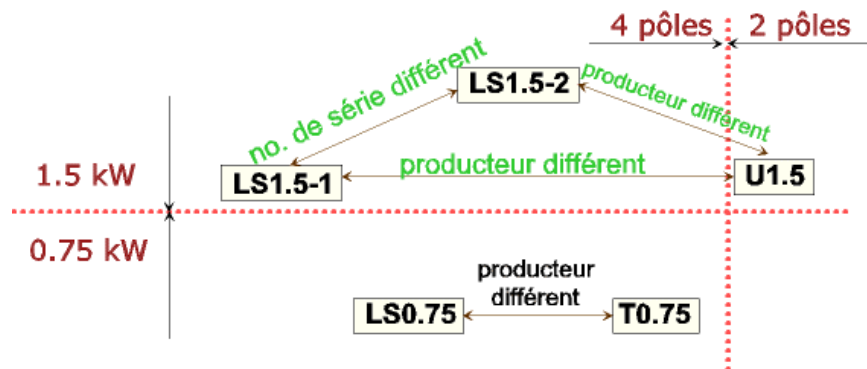


Figure V.7. Les différences entre les moteurs choisis pour les essais

Les moteurs LS1.5-1 et LS1.5-2 ont été choisis pour se rendre compte des conséquences sur le bruit de deux moteurs à priori identiques, mais avec des carcasses différentes et d'âges différents. La différence principale entre T0.75 et LS0.75 est que le premier a une carcasse sans ailettes tandis que le moteur Leroy Somer a des ailettes. La différence entre U1.5 et LS1.5-1 ou LS1.5-2 est le nombre de pôles.

Les techniques MLI choisies sont décrites dans les sections II.8.2. (la MLI triphasée), II.8.7. (la MLI modulante aléatoire), II.8.6. et IV.3.3. (la DPWM1 et DPWMMIN). Ces 4 méthodes ont été implantées dans un variateur de type ATV58. Les mesures ont été effectuées pour un fonctionnement normal du système variateur/moteur et non un prototype. Contrairement à l'analyse de la section IV.3, la DPWM1 a été préférée à la DPWM2 à cause de la simplicité d'implantation.

Les stratégies MLI font partie de 3 classes différentes :

- la MLI triphasée représente des méthodes classiques à fréquence fixe de commutation, les plus répandues dans les applications industrielles
 - la MLI modulante aléatoire fait partie de la classe des techniques spécialement conçues pour la « réduction » du bruit acoustique
 - la DPWM1 et la DPWMMIN sont choisies comme représentatives (solutions sous-optimales) des méthodes utilisées pour la réduction des pertes onduleur.
- Les 4 MLI ont des spectres d'harmoniques différents.

V.3.2. Conditions de mesure

Les mesures ont été effectuées en chambre sourde en utilisant un microphone Brüel&Kjaer pour le bruit acoustique (Figure V.8 b), un analyseur Scientific Atlanta (Figure V.8 a) et un accéléromètre tridimensionnel pour les mesures d'accélération (Figure V.9).



Figure V.8. Mesure du bruit acoustique : (a) analyseur, (b) chambre isolée avec microphone

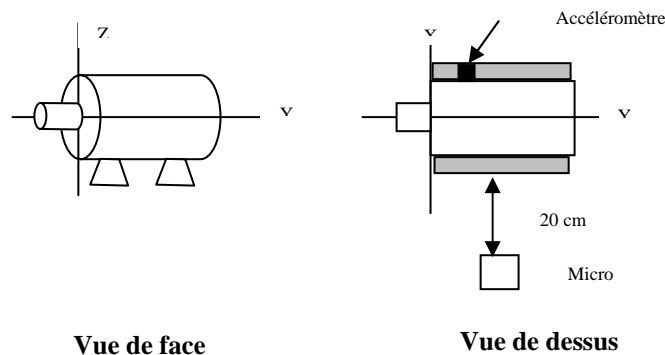


Figure V.9. Exemple de schéma de positionnement

Le microphone est situé à 20 cm du moteur (source de bruit) [BRÜEL84].

La pression acoustique de l'air subit une pondération A [BRÜEL84]. Elle est représentée par tiers d'octave et mesurée en $[dB_A]$. Une octave est l'intervalle de fréquence caractérisé par un ratio de 2/1 rapporté à l'intervalle adjacent. La fréquence centrale du premier intervalle de mesure est de 12,5 Hz. Ainsi, le deuxième intervalle sera centré sur 25 Hz etc.

Pour obtenir un signal pondéré suivant les courbes standard A, B ou C, le signal mesuré passe par un réseau simulant des courbes d'égale intensité acoustique. Le signal pondéré A est le plus commun car il reflète la sensibilité de l'oreille humaine à différentes fréquences du spectre. En gros, le signal pondéré A subit une augmentation légère des raies à des fréquences se situant entre 1000 et 8000 Hz (fréquences moyennes) et une diminution des raies de basse et haute fréquence.

La valeur efficace du spectre entier du signal n'est pas obtenue à l'aide de la formule bien connue pour les valeurs électriques efficaces. Elle est directement calculée par l'analyseur Scientific Atlanta après amplification d'une bande de fréquence du signal. C'est pour cette raison que la valeur efficace est considérée comme l'image de l'énergie acoustique du signal.

Une interface Matlab a été créée pour simplifier l'analyse des mesures. L'affichage par barres ou courbes est présenté dans la Figure V.10 et la Figure V.11. Les différences entre la courbe directement mesurée (en $[dB_{Flat}]$) et la courbe pondérée (en $[dB_A]$) sont visibles.

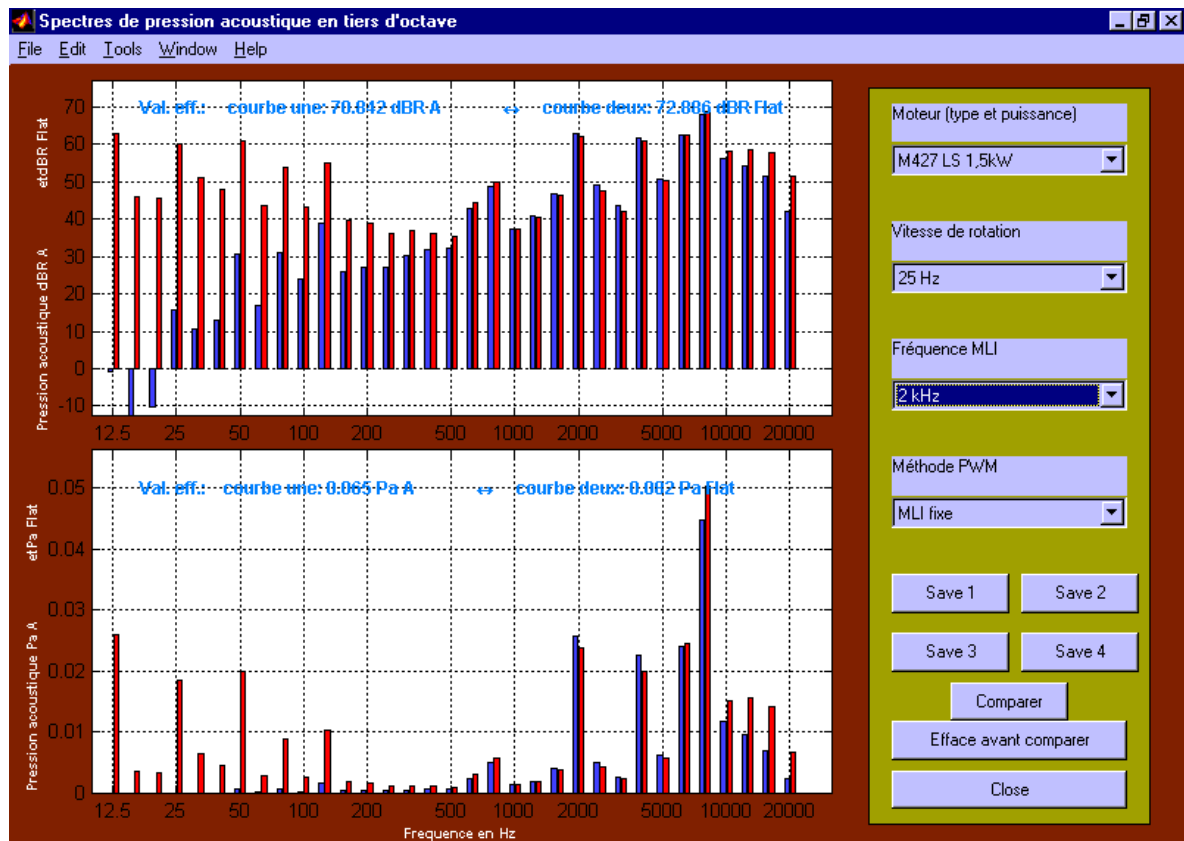


Figure V.10. Interface pour le traitement des spectres mesurés. Affichage barre

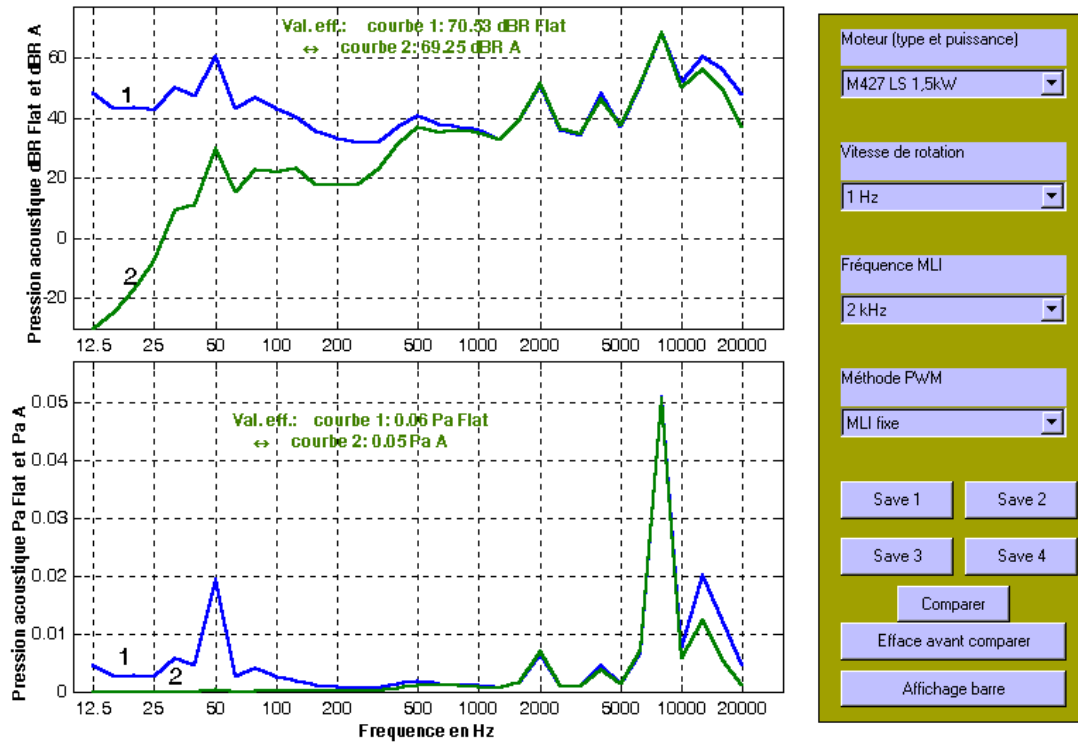


Figure V.11. Interface pour le traitement des spectres mesurés. Affichage courbe

Comme nous faisons une analyse globale du spectre, nous utilisons l'affichage par courbe et la valeur efficace du signal.

V.3.3. Influence de la MLI

Les signaux de mesure pondérés de la Figure V.12 valident l'observation faite à partir de la Figure V.4.

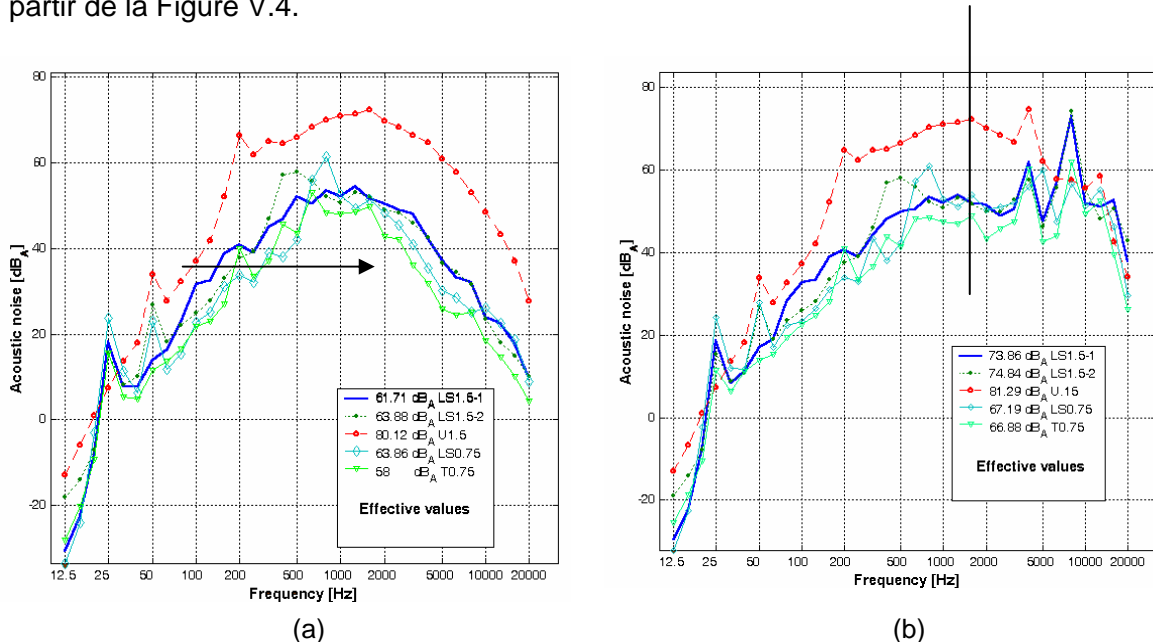


Figure V.12. Comparaison des spectres en fonction des types du moteur, $f_m=50$ Hz, $f_{PWM}=4$ kHz : (a) alimentation réseau, (b) alimentation par MLI triphasée

Si on compare les réponses des 5 moteurs suite au branchement direct au réseau (Figure V.12 a) et par un étage MLI (Figure V.12 b) on peut noter l'influence de la MLI au niveau des fréquences plus grandes que 2000 Hz : pour la même vitesse de rotation, le bruit mécanique et aérodynamique est presque le même. Les valeurs efficaces pour un même moteur varient de 3 à 12 dB_A à cause du bruit électromagnétique qui augmente lors de l'application de la MLI.

L'exception est faite par U1.5 pour lequel (à cause du nombre réduit des pôles qui implique une vitesse mécanique nominale double) le bruit aérodynamique est tellement important que la MLI n'a presque aucun effet sur sa valeur efficace à $f_m=50$ Hz.

V.3.4. Influence du type du moteur

Les différences entre les moteurs ne sont pas grandes lorsqu'on alimente directement par le réseau ou à grande vitesse (Figure V.12). Elles augmentent lorsque le bruit électromagnétique est plus important (Figure V.6), c'est à dire pour f_m entre 20-30 Hz (Figure V.13).

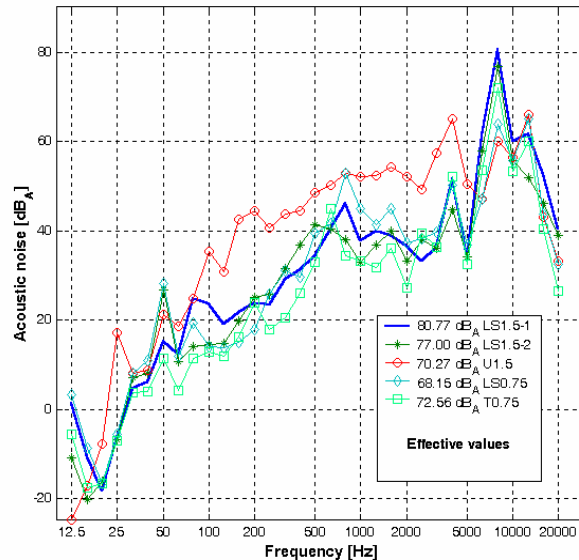


Figure V.13. Comparaison des spectres en fonction des types du moteur, $f_m=25$ Hz, $f_{PWM}=4$ kHz, MLI triphasée

Entre les moteurs à 4 pôles les différences des valeurs efficaces vont de 5 dB_A (sur le réseau) à 12 dB_A à 25 Hz (Figure V.13). L'exception de U1.5 à grande vitesse est confirmée par le comportement à $f_m=25$ Hz où le bruit de U1.5 s'approche des valeurs obtenues avec les autres moteurs.

La comparaison entre LS1.5-1 / LS1.5-2 et LS0.75 / T0.75 montre que les différences entre les moteurs de même puissance et même nombre de pôles ne sont pas importantes à la même vitesse de rotation. On pourrait généraliser ceci en disant qu'à la même vitesse de rotation mécanique (donc 25 Hz pour U1.5 et 50 Hz pour les autres, par exemple) le bruit produit par la même stratégie MLI n'ai pas trop différent.

La différence entre LS0.75 et T0.75 est d'environ 2-4 dB_A à cause du type différent de carcasse, mais ces valeurs passent presque inaperçues vis-à-vis des variations dues aux paramètres comme la vitesse de rotation, les méthodes MLI ou la f_{PWM} .

La comparaison entre LS1.5-1 ou LS1.5-2 d'un côté avec LS0.75 ou T0.75 d'un autre côté montre une conclusion évidente : le bruit décroît avec la **puissance du**

moteur. Cette diminution n'est pas grande à grande vitesse, mais elle devient de plus en plus importante quand la vitesse de rotation diminue (2-4 dB_A pour f_m grande, 5-12 dB_A pour vitesse moyenne et basse f_m).

Un résultat très intéressant est obtenu lorsqu'on compare le bruit produit par les différents moteurs alimentés avec la DPWMMIN : le résultat est identique indifféremment de la puissance, de la forme du moteur ou du nombre de pôles (Figure V.14).

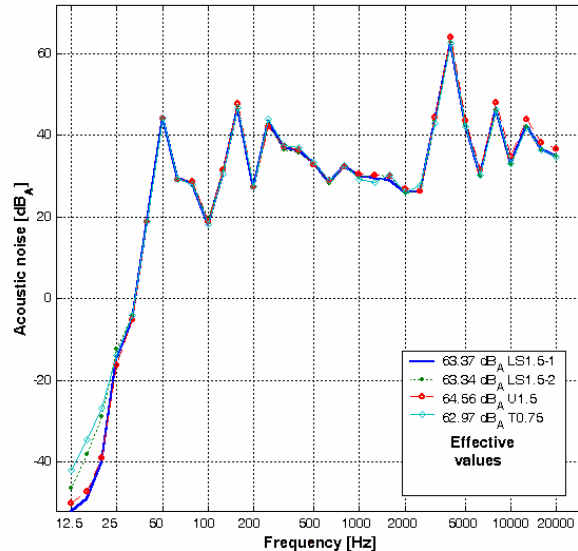


Figure V.14. Comparaison des spectres en fonction des types du moteur, $f_m=25$ Hz, $f_{PWM}=4$ kHz, DPWMMIN

V.3.5. Influence de la vitesse de rotation

La variation du bruit en fonction de f_m suit la tendance de la Figure V.2 a) ou du bruit électromagnétique de la Figure V.6 : le bruit augmente de 0 Hz jusqu'à deux tiers de la vitesse nominale et à cet instant il commence à diminuer jusqu'à la vitesse nominale. La décroissance est moins prononcée ou inexistante lorsque f_{PWM} vaut 8 ou 16 kHz (Figure V.15). Ceci arrive pour toute méthode MLI, pour tout type ou puissance du moteur.

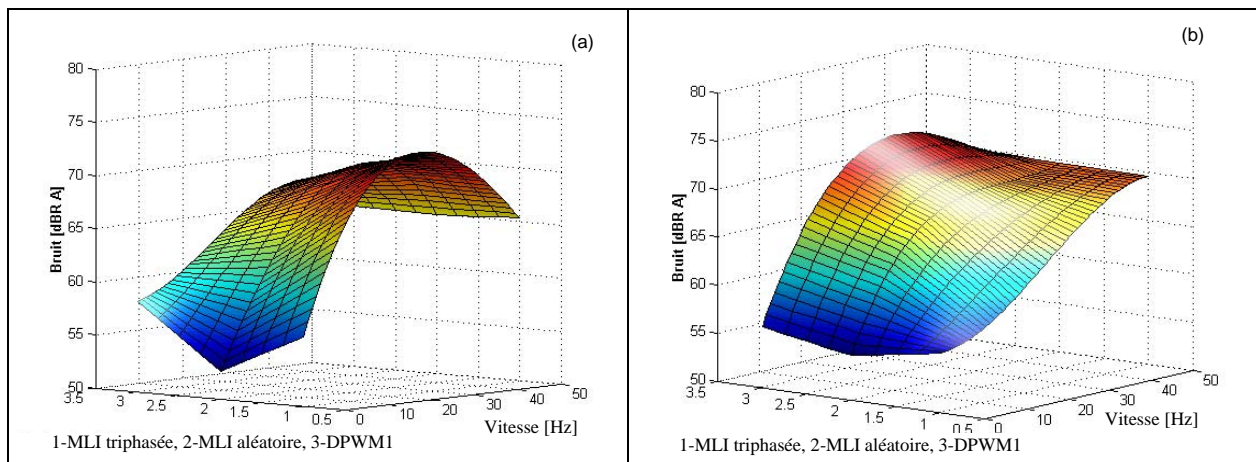


Figure V.15. Variation du bruit efficace en fonction de la vitesse pour 3 méthodes MLI, T0.75 : (a) $f_{PWM}=4$ kHz, (b) $f_{PWM}=8$ kHz

La valeur efficace de la pression acoustique suit l'évolution de l'amplitude de la raie la plus importante du spectre : celle située à 8 kHz pour la MLI triphasée à $f_{PWM}=4$ kHz ou celle située à 4 kHz pour la DPWM à $f_{PWM}=4$ kHz (Figure V.16).

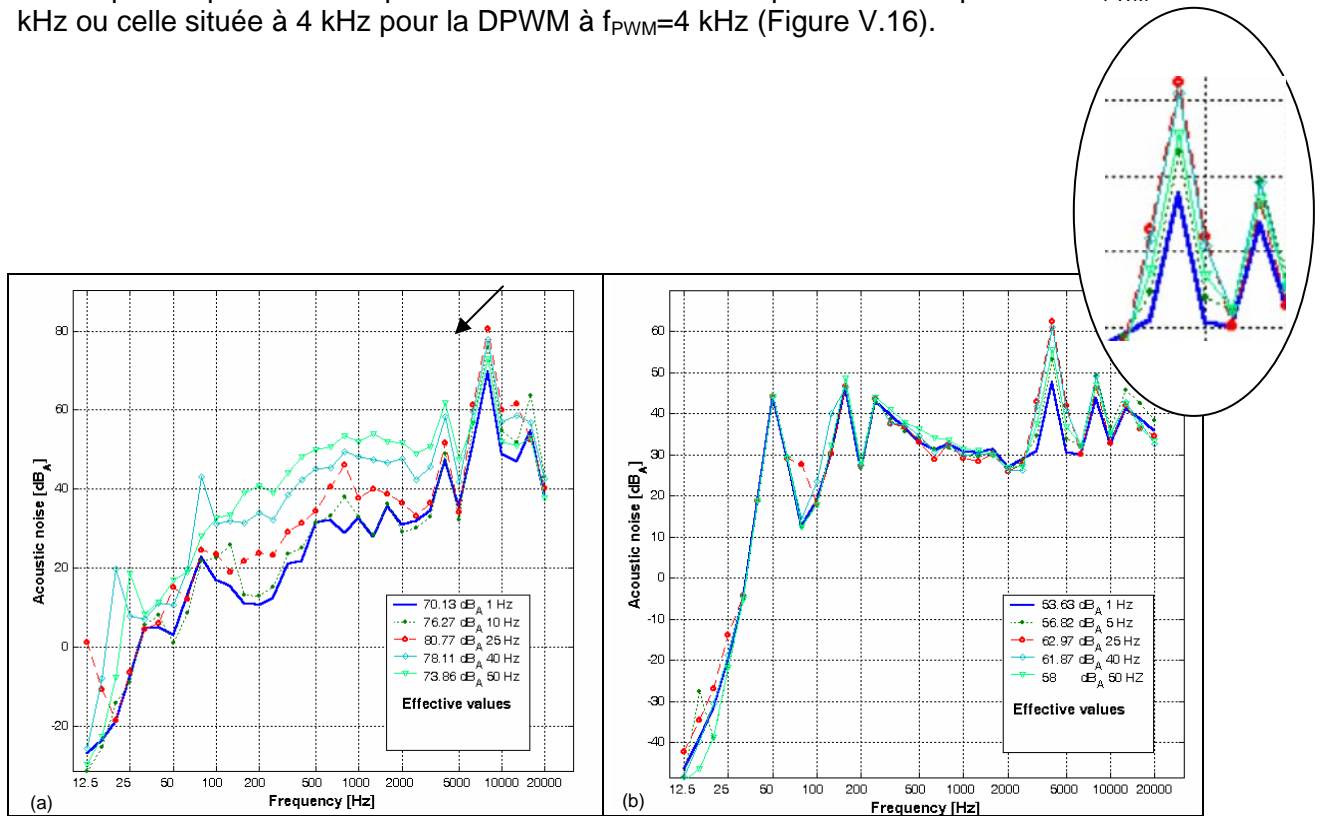


Figure V.16. Comparaison des spectres en fonction de la vitesse de rotation $f_{PWM}=4$ kHz : (a) LS1.5-1, MLI triphasée, (b) T0.75, DPWMMIN

Les valeurs efficaces du bruit augmentent de 1 à 25 Hz et à partir du 40 Hz diminuent jusqu'à 50 Hz. Les courbes suivent point par point la même tendance.

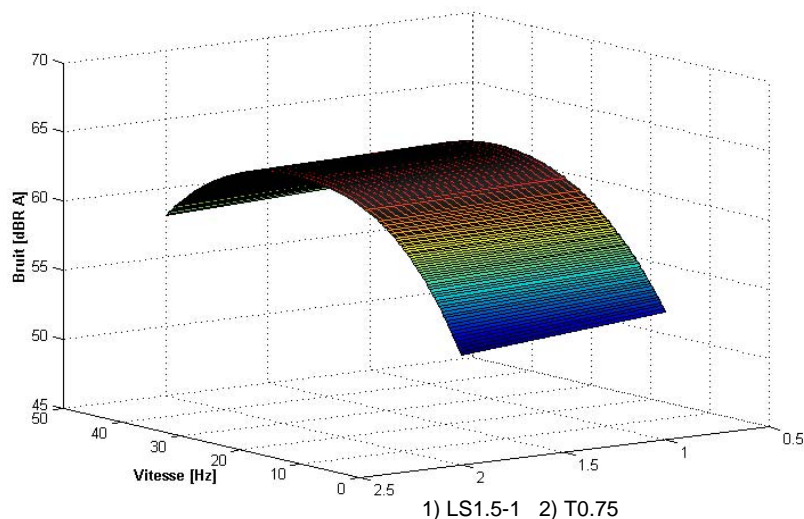


Figure V.17. Pression acoustique en fonction de la vitesse et pour 2 moteurs différents, DPWMMIN

Le résultat de la Figure V.14 est complété dans le cas de la DPWMMIN par la variation de la Figure V.16 b). D'un côté les courbes suivent point par point l'évolution habituelle en fonction de la vitesse et d'un autre côté les différences en basses fréquences sont très petites. Les spectres « mécaniques » et « aérodynamiques » se superposent (voir aussi Figure V.18).

Très simplement, les résultats sur la DPWMMIN validés sur 2 moteurs différents (Figure V.7) peuvent être pris comme conclusion pour cette section.

V.3.6. Influence de la fréquence de commutation f_{PWM}

La conclusion sur la variation en fonction de f_{PWM} est simple (Figure V.18) : le bruit décroît généralement avec l'augmentation de la fréquence. Ce résultat est explicable par le fait que les raies les plus importantes du spectre de la tension machine (donc du bruit) se déplacent vers des fréquences plus hautes qui ne rentrent plus dans la bande audible. Ceci est valable pour les MLI non-aléatoires, car dans le cas des stratégies de modulation aléatoire le spectre est étalé et il reste toujours des raies dans la bande de fréquence où l'oreille est très sensible.

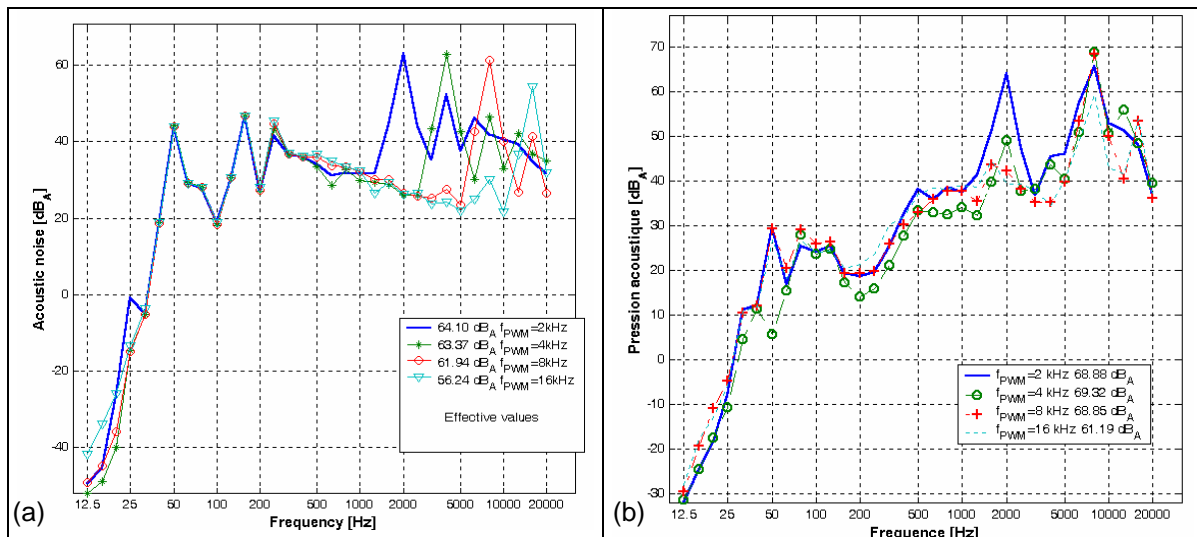


Figure V.18. Comparaison des spectres en fonction de f_{PWM} , LS1.5-1 : (a) MLI triphasée, $f_m=25$ Hz, (b) DPWMM1, $f_m=1$ Hz

Les valeurs efficaces diffèrent de 1 à 13 dB_A lorsque f_{PWM} varie entre 2 kHz et 16 kHz. Le maximum correspond à une comparaison à $f_m=1$ Hz et le minimum à $f_m=50$ Hz, en fonction de la méthode. La Figure V.18 a) montre une différence de 8 dB_A à 25 Hz et la Figure V.18 b) une différence de 7 dB_A pour la DPWMM1 à 1 Hz.

Nous reprenons dans la Figure V.19 la comparaison des résultats en fonction de la méthode et de la fréquence de commutation f_{PWM} .

Mêmes si les différences en valeur efficace ne sont pas prononcées, la sensation acoustique est complètement différente lorsqu'on augmente la fréquence à cause du déplacement des raies vers des fréquences hautes. Ces nouvelles raies plaisent beaucoup plus à l'oreille que celles se situant à des basses fréquences. La pondération A ne peut prendre en compte l'effet complet sur l'oreille humaine, car ressenti différent d'une personne à l'autre.

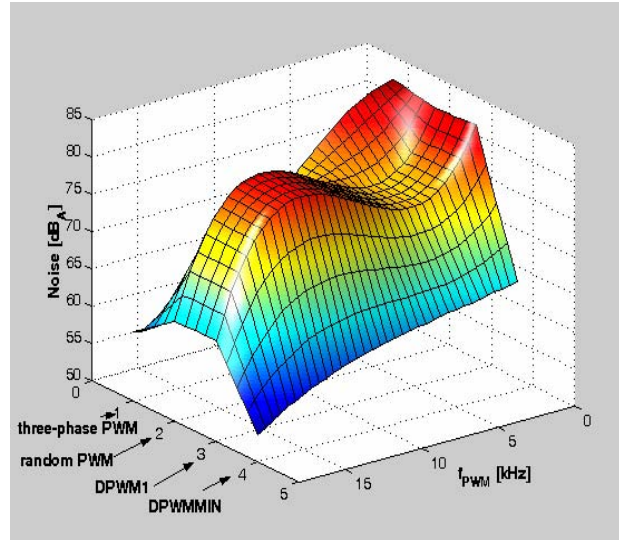


Figure V.19. Comparaison des valeurs efficaces en fonction de la méthode MLI et de la fréquence f_{PWM} ; LS1.5-1, $f_m=25$ Hz

Dans la Figure V.19 deux exceptions apparaissent : les valeurs efficaces de la DPWM1 et de la MLI modulante aléatoire à $f_{PWM}=12$ kHz sont plus grandes qu'à d'autres fréquences. En réalité le bruit n'est pas plus mauvais qu'à 8 kHz, par exemple, mais l'énergie du spectre (quantifiée par la valeur efficace) n'est pas le meilleur indice pour l'impression acoustique produite.

Ceci est plus évident dans la Figure V.20 où la MLI aléatoire paraît ne plus être efficace à $f_{PWM}=8$ kHz. Un résultat très important signalé aussi récemment dans la littérature [HUBERT2000] est le fait que les MLI aléatoires ne réduisent pas vraiment le bruit, mais améliorent la sensation acoustique par l'étalement du spectre d'harmoniques. Ainsi, la courbe de la Figure V.20 est explicable : même si la « quantité » du bruit est plus importante pour la MLI aléatoire, ce bruit est plus agréable à cause du large spectre des raies apparaissant dans le spectre.

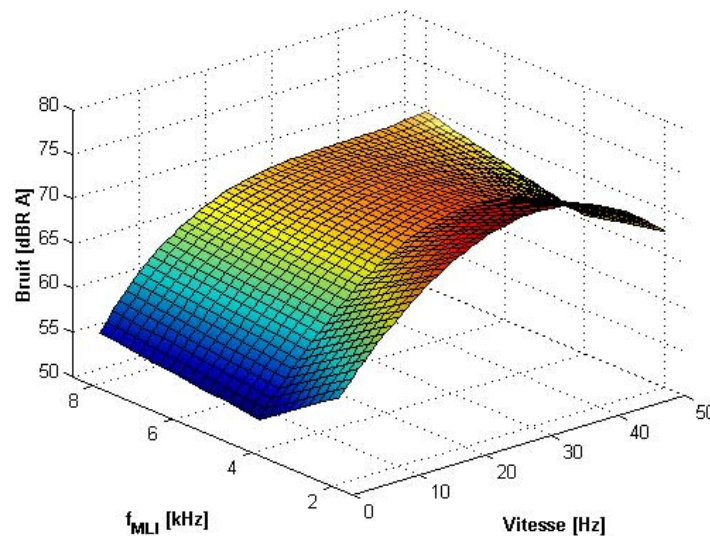


Figure V.20. Comparaison des énergies du spectre du bruit pour la MLI aléatoire, T0.75

V.3.7. Influence de la stratégie MLI

La discussion concernant la variation du bruit en fonction de la méthode de modulation est large et complexe. Nous la limitons seulement à quelques remarques et aux conclusions globales issues d'une étude détaillée.

La valeur efficace du bruit (pression acoustique) même pondérée n'est pas suffisante pour qualifier les stratégies MLI. Le contenu spectral est plus important. Pour cette raison la MLI aléatoire « réduit » le bruit : il n'y a plus de raie d'amplitude importante dans le spectre, même si la valeur efficace de la mesure peut être plus élevée que celle obtenue avec d'autres MLI.

A $f_m=50$ Hz les différences entre les stratégies ne sont pas notables car l'influence du bruit aérodynamique est grande et toute MLI produit presque le même effet sur le même moteur. Parfois les spectres sont complètement identiques.

A basse vitesse l'efficacité de la MLI modulante aléatoire est très bonne sa courbe (Figure V.21) se situe en dessous des autres et même sa valeur efficace est plus petite. Cependant à $f_{PWM}=16$ kHz (ainsi qu'à 2 kHz) la réduction du bruit est plus faible. A 16 kHz le spectre d'harmoniques importants est déplacé vers les hautes fréquences et cette diminution d'efficacité n'est pas gênante.

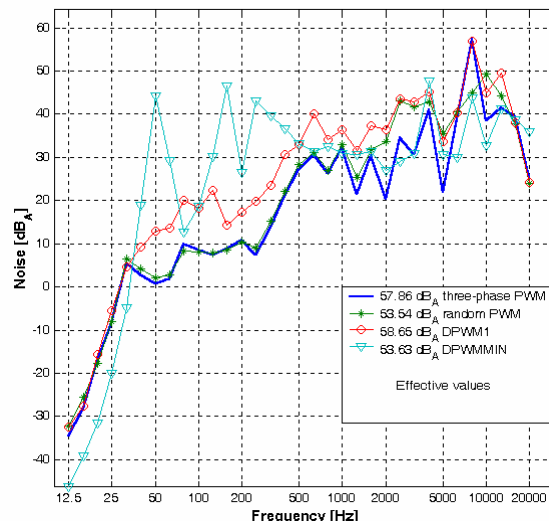


Figure V.21. Comparaison des spectres en fonction de la stratégie MLI : $f_m=1$ Hz, T0.75, $f_{PWM}=4$ kHz

Dans la grande majorité des cas la valeur efficace du bruit produit par la DPWMMIN est plus petite que celle du bruit des autres stratégies, le bruit n'est pas plus agréable pour l'oreille, car des raies à basses fréquences apparaissent dans la bande audible.

L'évolution de la puissance efficace du bruit est donnée en fonction de la stratégie MLI et de la vitesse de rotation (Figure V.22). Pour d'autres moteurs et différentes valeurs de la f_{PWM} , le comportement est semblable :

- quelque soit la valeur efficace du spectre créé par la MLI aléatoire, la sensation acoustique est meilleure que celle produite par la DPWM1 et la MLI triphasée
- la MLI triphasée produit le plus grand niveau du bruit comparé à d'autres méthodes pour la même fréquence d'échantillonnage (4 kHz) et pour $\omega_r > 10$ Hz

- malgré une valeur efficace plus faible, la DPWM1 produit le pire bruit des 4 stratégies
- la DPWMMIN produit un bruit plus faible que celui des autres stratégies, mais il n'est pas plus agréable que celui de la MLI aléatoire ou même celui de la MLI triphasée.

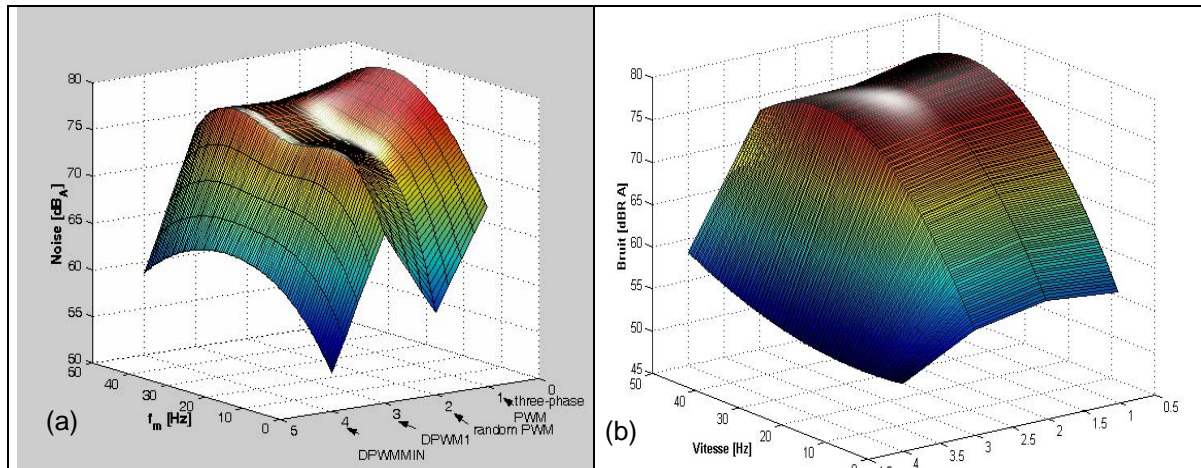


Figure V.22. Comparaison des valeurs efficaces du bruit en fonction de la méthode MLI et de la vitesse de rotation du moteur, $f_{PWM}=4$ kHz : (a) LS1.5-1, (b) LS1.5-2

A basse fréquence f_m le bruit produit par les MLI deux-phases symétriques (DPWM1 dans notre cas) est plus grand que celui d'autres stratégies (Figure V.22, Figure V.23).

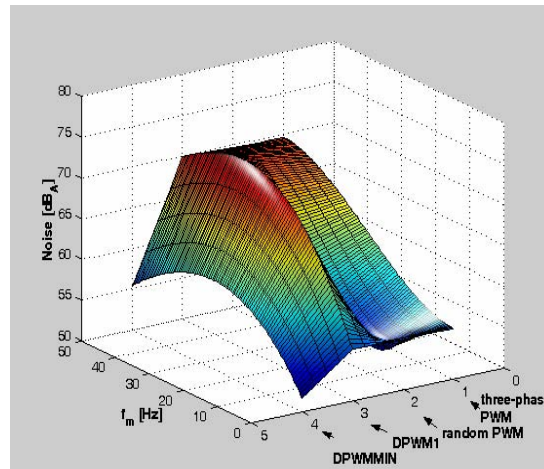


Figure V.23. Comparaison des valeurs efficaces du bruit en fonction de la méthode MLI et de la vitesse de rotation du moteur T0.75, $f_{PWM}=8$ kHz

Il s'agit d'un bruit répétitif qui semble avoir une fréquence égale à 6 fois celle de rotation (f_m). Les niveaux de saturation des tensions de référence de la DPWM symétrique expliquent ce fait (Figure II.41). En effet, la DPWMMIN produit un bruit répétitif à $3*f_m$, correspondant aux saturations des tensions de références de cette stratégie, mises en évidence par la tension de neutre V_{N0} (Figure IV.20). Le spectre du bruit de la DPWMMIN présente une raie à $3*f_m$.

Nous observons (Figure IV.19) des différences entre les harmoniques secondaires autour des multiples de la f_m : le spectre de la tension de référence de la

DPWM symétrique (DPWM2) présente plus d'harmoniques autour de f_m aux fréquences paires et moins d'harmoniques aux fréquences impaires autour de $2*f_m$. Dans le spectre de la DPWM asymétrique (DPWMMIN) nous trouvons moins d'harmoniques à f_m et plus d'harmoniques à $2*f_m$, impaires et, respectivement, paires.

V.4. Modèle cause-effet d'estimation du bruit

Nous avons vu que la tension simple de la machine influence directement le bruit acoustique produit par le moteur : comparaison du spectre de V_{IN} et du spectre de la pression de l'air (Figure V.5).

Des études [HUBERT2000] montrent que cette relation directe, à travers le spectre des vibrations radiales à l'axe de la machine, peut être modélisée mathématiquement. Le modèle proposé est très complexe et dépend de la structure de la machine. Pourrait-on envisager une relation simple approximative entre les raies principales du spectre d'une MLI et les raies du bruit ? Cette relation permettrait de concevoir une MLI pour obtenir un spectre acoustique donné.

Les essais sont basés sur l'algorithme (Figure V.24) découlant du schéma (Figure V.1).

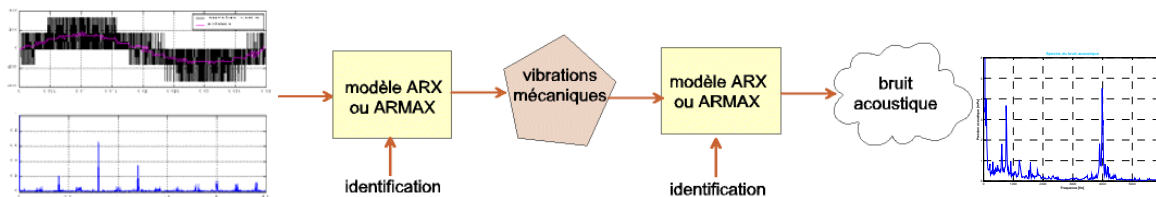


Figure V.24. Schéma d'identification du modèle cause-effet

Selon des recherches, les paramètres des modèle ARX ou ARMAX varient de 75% lors de l'identification globale en fréquentiel ou temporel d'une des relations (Figure V.24). L'étude reste ouverte pour une identification prenant en compte seulement les raies importantes des spectres, comme celles situées autour de f_m , $2*f_m$ etc. Ceci correspond aux fréquences « électromagnétiques » du bruit acoustique, donc exclue la possibilité d'une erreur dépendant de la mécanique du moteur.

V.5. Conclusion

La MLI est une cause du bruit acoustique du moteur électrique.

La variation du bruit, selon les stratégies MLI, montre que la modulation joue un rôle important. Avec la DPWMMIN, le bruit est le même pour différents types de moteurs.

Généralement, la pression acoustique efficace, l'image de l'énergie acoustique du signal, est un bon critère pour évaluer le bruit émis par une machine, mais insuffisante pour la comparaison des stratégies MLI. Ainsi la MLI aléatoire donne un bruit agréable sans réduire son amplitude. Il faut remplacer le terme « réduction du bruit » par « l'étalement du spectre du bruit », car l'étalement crée l'impression acoustique d'écoulement du sable, plus agréable que les sons aigus de la MLI triphasée ou de la DPWM.

La perception de l'oreille est liée à la fois à la valeur efficace du spectre et à son contenu harmonique, ce qui la rend très difficile à modéliser. Actuellement, seule l'expérience est l'unique référence. L'intensité du bruit donnée par la valeur efficace en dB_A n'est pas l'élément le plus important à réduire pour pouvoir « réduire » le bruit.

Les MLI aléatoires constituent la meilleure solution pour l'obtention d'un bruit agréable de la machine électrique, en assurant l'étalement du spectre.

Parmi les différentes méthodes MLI on favorisera celles contenant peu d'harmoniques de rang bas dans le spectre de la tension machine. La DPWMMIN est préférable à la DPWM symétrique. Avec une stratégie aléatoire (porteuse aléatoire ou fréquence aléatoire, section II.8.7 et section IV.3.1) les DPWM assurent en même temps la réduction des pertes et la réduction du bruit.

Une relation directe entre les spectres de la tension simple du moteur et du bruit acoustique existe. L'identification d'un modèle simple de cette relation permettrait la qualification de type cause-effet d'une stratégie MLI par rapport au bruit.

Chapitre VI. Optimisation en vue de la réduction des surtensions lors de l'association avec des câbles longs

VI.1. Introduction

L'alimentation des moteurs électriques, à travers des câbles longs, peut provoquer des surtensions (section II.7.3) et la destruction des moteurs. Au chapitre II, une étude sur la modélisation des câbles a été proposée.

Plusieurs raisons font que ce phénomène est un problème d'actualité :

- l'utilisation d'un étage MLI.
- les temps de montée de plus en plus courts des IGBTs, arrivant à 50-100 ns.

Avec les GTOs, ayant des temps de montée de $4\text{ }\mu\text{s}$ il faut une longueur d'au moins 1000 m de câble pour obtenir des tensions composées V_{21} de $2 \cdot E$ (deux fois la tension de bus). Avec les IGBTs, il suffit de 10 m pour atteindre cette limite [SKIBINSKI98]. Plusieurs applications industrielles (pompes maritimes) utilisent des câbles d'au moins 1000 m. Le problème des surtensions devient très important.

Nous disons tension dangereuse quand elle dépasse la limite de $2 \cdot E$, limite juste inférieure à celle garantie par les constructeurs pour la sûreté des isolants.

Ces surtensions dépendent de :

- la stratégie MLI
- la longueur et la nature du câble
- l'impédance de la machine électrique
- le temps de montée des interrupteurs

Le temps de montée intervient dans la probabilité d'apparition des surtensions pour certaines longueurs du câble. La nature du câble et celle du moteur influent sur l'impédance intervenant dans les coefficients de réflexion d'onde responsables du niveau de surtension. Mais la stratégie MLI joue un rôle premier dans ce niveau de surtension. C'est l'objet de notre étude.

Deux solutions existent en pratique pour réduire les surtensions :

- ajouter un filtre à la sortie du variateur
- jouer sur les impulsions de commande, donc sur la stratégie MLI.

La solution (a), appelée solution « matériel », est déjà utilisée dans l'industrie. Cependant la commande doit prendre en compte le filtre de sortie comme élément ajouté. Nos travaux portent premièrement sur le choix du filtre de sortie et deuxièmement sur l'adaptation de la commande pour que celui-ci ne réduise pas les performances de la machine. Cependant la solution (b), concernant la MLI, est la part la plus importante de notre travail. Cette solution « logiciel » utilise des algorithmes de commande de l'étage MLI selon la possibilité d'apparition des surtensions.

VI.2. Cas d'apparition des surtensions

VI.2.1. Détails théoriques sur les surtensions et sur les surcourants

Nous rappelons que le système étudié est présenté globalement dans la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** et son schéma se trouve dans la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** La grande partie des résultats expérimentaux sont obtenus avec un câble blindé (Figure VI.1) de différentes longueurs.



Figure VI.1. Câbles blindés utilisés pour l'étude du chapitre VI

Nous reprenons les résultats obtenus dans les diagrammes de Bode de la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** en les détaillant.

Surtensions :

A partir de la relation de transfert des tensions V_n/V_0 on en déduit que :

- l'utilisation du câble entre le variateur et la machine affecte la tension appliquée à celle-là ;
- à basse fréquence (0 Hz – 100 Hz) le câble atténue la tension fournie par le moteur
- les fréquences de résonance du diagramme produisent une augmentation des harmoniques de V_0 de 17-18 dB, donc une surtension naturelle. La première fréquence de résonance est la plus importante car elle affecte le plus un échelon d'entrée ; elle s'appelle **fréquence caractéristique du câble** **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**)
- les paramètres R, L, C, G augmentent avec la longueur du câble. L'augmentation de L et de C se traduit par une diminution de la fréquence caractéristique du câble **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**) et par une augmentation de la probabilité d'apparition des surtensions, comme nous le verrons plus loin. De plus, l'augmentation de R influence le temps d'atténuation de la surtension et aussi à partir d'une certaine longueur du câble la surtension ne peut pas dépasser la limite de $2 \cdot E$ à cause de son atténuation.

Le rapport entre les fréquences de résonance reste le même lors du changement des paramètres du câble (Tableau VI.1).

	$R_0 = 0.09;$ $L_0 = 0.21e-6;$ $C_0 = 0.19e-9;$ $G_0 = 84e-9;$	$R_0 = 30e-6;$ $L_0 = 1.05e-6;$ $C_0 = 11e-12;$ $G_0 = 84e-9;$	$R_0 = 13e-5;$ $L_0 = 36e-6;$ $C_0 = 67e-9;$ $G_0 = 84e-9;$
f_1/f_0	3	3	3
f_2/f_1	1.67	1.67	1.67
f_3/f_2	1.4	1.4	1.4

Tableau VI.1. Rapports entre les fréquences de résonance du câble

f_0, f_1, f_2, \dots sont les fréquences de résonance successives (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**).

Cette correspondance peut être démontrée en partant du transfert des tensions donné par la relation **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**). Le Δf entre deux fréquences de résonance consécutives est constante et égale à :

$$(VI.1) \quad \Delta f = \frac{1}{2l\sqrt{L_0 C_0}}$$

Pour montrer ceci, on remplace en hautes fréquences :

$$(VI.2) \quad \omega \rightarrow \infty$$

$$(VI.3) \quad \lambda = s\sqrt{L_0 C_0} \quad \text{au lieu de } \text{Erreur ! Source du renvoi introuvable.})$$

$$(VI.4) \quad Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad \text{au lieu de } \text{Erreur ! Source du renvoi introuvable.})$$

$$(VI.5) \quad Z_m = \frac{s}{K} \quad \text{au lieu de } \text{Erreur ! Source du renvoi introuvable.})$$

où K est une constante :

$$(VI.6) \quad K = \frac{L_r}{L_s L_r - M_{sr}^2} = \frac{1}{\sigma L_s}.$$

Avec **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**), **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**) devient :

$$(VI.7) \quad \frac{V_n}{V_0} = \frac{1}{\left[\cosh(tp \cdot s) + \frac{K}{s} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \sinh(tp \cdot s) \right]} = T(s)$$

Ceci peut s'écrire aussi comme :

$$(VI.8) \quad \frac{V_n}{V_0} = \frac{1}{\left[\cos(tp \cdot \omega) + \frac{K'}{\omega} \cdot \sin(tp \cdot \omega) \right]} = T(\omega)$$

où :

$$(VI.9) \quad K' = K \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = K Z_c.$$

On utilise la dérivée :

$$(VI.10) \quad \frac{\partial T(\omega)}{\partial \omega} = -T(\omega)^2 \left(-tp \cdot \sin(\omega \cdot tp) - \frac{K'}{\omega^2} \sin(\omega \cdot tp) + \frac{K'}{\omega} tp \cdot \cos(\omega \cdot tp) \right).$$

Cette dérivée est nulle pour :

$$(VI.11) \quad \tan(\omega \cdot tp) = \frac{K' \omega \cdot tp}{K' + tp \cdot \omega^2}.$$

Lorsque $\omega \rightarrow \infty$ le terme de droite tend vers 0, donc: $\omega \cdot tp = k\pi$, $k=1,2, \dots$ Il en résulte :

$$(VI.12) \quad 2\pi p(f_i - f_j) = \pi,$$

c'est à dire :

$$(VI.1) \quad \Delta f = \frac{1}{2l\sqrt{L_0 C_0}}$$

Cependant la fréquence f_0 ne peut pas être obtenue avec l'hypothèse de la dérivée (VI.10) nulle. Les fréquences de résonance f_i ($\omega_i \rightarrow \infty$) sont obtenues lorsque $T(\omega)$ tend vers l'infini ou le dénominateur tend vers 0.

Quand ω est très grand :

$$(VI.13) \quad \cos(tp \cdot \omega) + \frac{K'}{\omega} \cdot \sin(tp \cdot \omega) \rightarrow \cos(tp \cdot \omega)$$

donc :

$$(VI.14) \quad \cos(tp\omega) = 0 \Rightarrow tp\omega = \frac{\pi}{2} + k\pi$$

et :

$$(VI.15) \quad f_k = \frac{1}{4l\sqrt{L_0 C_0}} + \frac{k}{2l\sqrt{L_0 C_0}}.$$

Comme $f_0 = \frac{1}{4l\sqrt{L_0 C_0}}$ **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**) nous pouvons remarquer

que :

$$(VI.16) \quad \Delta f = 2f_0$$

$$(VI.17) \quad \frac{f_{i+1}}{f_i} = \frac{f_i + 2f_0}{f_i} = \frac{2i + 3}{2i + 1}.$$

Ce rapport donne exactement les valeurs du Tableau VI.1 (valeurs qui étaient trouvées sur le diagramme de Bode) :

$$(VI.18) \quad \frac{f_1}{f_0} = 3, \quad \frac{f_2}{f_1} = 1.67 \dots$$

L'approximation de **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** par (VI.8) revient à ce qu'on remarque dans la Figure VI.2: les courbes sont identiques sauf dans le cas d'un maximum, quand le dénominateur de (VI.8) s'annule et on tend vers l'infini.

Aussi on ne peut malheureusement pas utiliser (VI.8) pour déterminer l'amplitude maximale des surtensions. Cependant, la connaissance des valeurs des fréquences de

résonance, permettent de remplacer ω dans **Erreur ! Source du renvoi introuvable.)** pour obtenir le gain lors d'une oscillation:

$$(VI.19) \quad \frac{V_n}{V_0} = \min \text{ pour } f = i \cdot \Delta f = i \cdot \frac{1}{2l\sqrt{L_0 C_0}} = 2if_0, i=0, 1, 2 \dots$$

$$(VI.20) \quad \frac{V_n}{V_0} = \max \text{ pour } f = f_0 + i \cdot \Delta f = \frac{1}{4l\sqrt{L_0 C_0}} + i \cdot \frac{1}{2l\sqrt{L_0 C_0}} = (2i + 1)f_0$$

Le plus simple est toutefois d'utiliser l'approche ligne de transmission (section II.3.2) pour calculer l'amplitude de l'oscillation **Erreur ! Source du renvoi introuvable.)**.

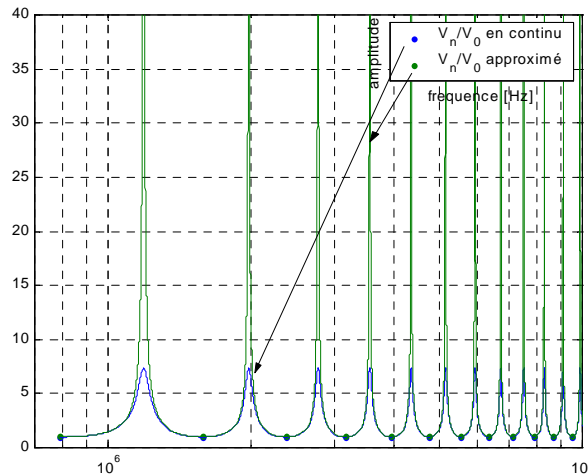


Figure VI.2. Diagrammes de Bode de **Erreur ! Source du renvoi introuvable.)** et (VI.8) pour un câble blindé de 60 m

Grâce à l'effet d'atténuation de la ligne, seule la fréquence caractéristique du câble f_0 intervient dans la génération des surtensions. Les autres fréquences de résonance n'ajoutent que des sous-oscillations, d'autant plus petites que le câble est résistif.

L'amplitude de la surtension naturelle du câble dépend de la longueur de celui-ci, suivant une courbe (Figure VI.3).

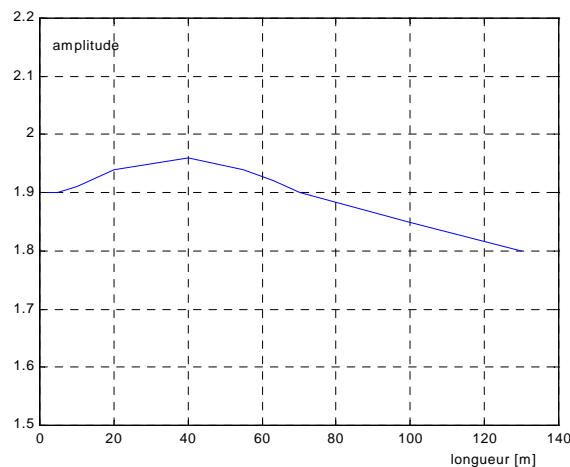


Figure VI.3. Dépendance de l'amplitude de la surtension en fonction de la longueur du câble. Simulation pour câble blindé

Surintensités :

Les surtensions sur le moteur provoquent des surintensités sur le variateur. Cette étude portant principalement sur les surtensions, nous ne donnons pas beaucoup de détails sur les surintensités. Nous nous intéressons plutôt aux courants de fuite à la terre.

Reprenons **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** La deuxième équation a comme solution explicite :

$$(VI.21) \quad i(x, s) = D \cdot e^{-x\lambda} + F \cdot e^{x\lambda}$$

avec :

$$(VI.22) \quad i(0, s) = D + F$$

$$(VI.23) \quad i(l, s) = De^{-l\lambda} + Fe^{l\lambda} = -\frac{1}{Z_m(G_0 + C_0s)} (-D\lambda e^{-l\lambda} + F\lambda e^{l\lambda})$$

car :

$$(VI.24) \quad i(l, s) = \frac{1}{Z_m} \cdot V(l, s) \text{ (conditions aux limites)}$$

et en tenant compte de **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**

Nous en déduisons D et F :

$$(VI.25) \quad D = \frac{Z_c + Z_m}{2 \cdot Z_c} e^{l\lambda} i(l, s) = \frac{A}{Z_c}$$

$$(VI.26) \quad F = \frac{Z_c - Z_m}{2 \cdot Z_c} e^{-l\lambda} i(l, s) = \frac{B}{Z_c}$$

En remplaçant D et F dans (VI.22), nous obtenons la fonction de transfert des courants du câble **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** Le diagramme de Bode correspondant se trouve sur la Figure VI.4.

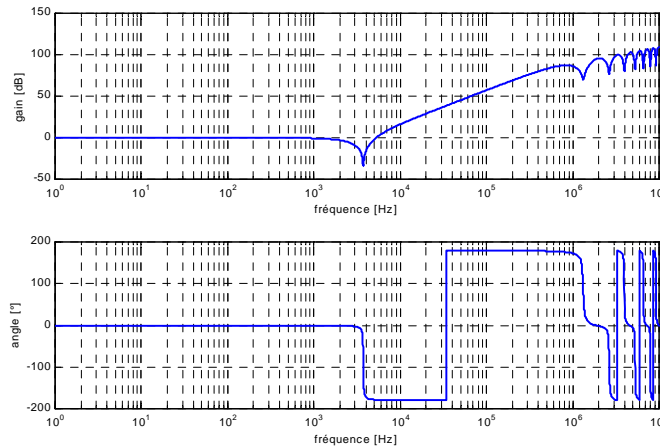


Figure VI.4. Diagramme de Bode du transfert i_o/i_n ; câble blindé de 60 m

Il convient de remarquer qu'au niveau des courants nous avons exactement les mêmes fréquences de résonance que dans le transfert des tensions. Les surintensités et les surtensions correspondent.

Le diagramme (Figure VI.4) montre que le moteur se comporte comme un filtre passe-bas, les hautes fréquences étant bien diminuées.

La diminution des surtensions (surtout les surtensions dangereuses) entraîne la diminution des surintensités dans le variateur. Comme l'onduleur est commandé en tension, c'est vers l'étude des surtensions que nous devons orienter nos démarches.

VI.2.2. Premier cas de surtension dangereuse

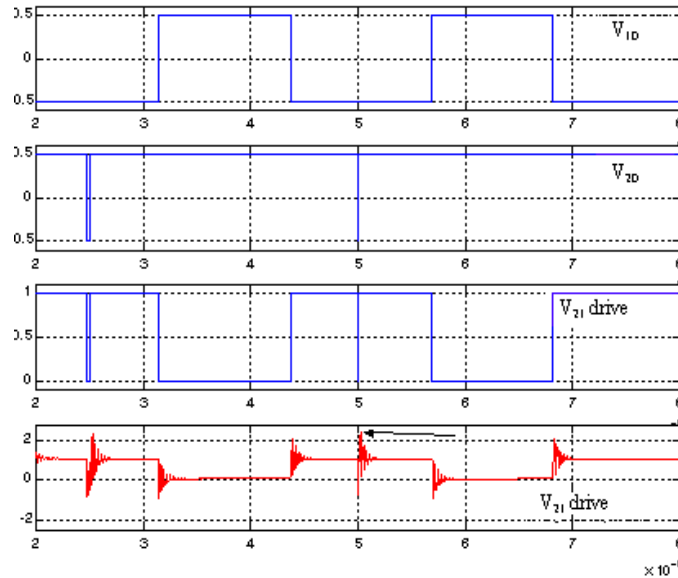


Figure VI.5. Premier cas de surtension dangereuse. Simulation

Le câble long ajoute à la tension de ligne V_{21} une oscillation dont l'amplitude maximale ne dépasse pas $2 \cdot E$ lors de l'application d'un échelon de valeur E (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**).

Cependant, la succession des impulsions MLI sur les trois bras peut produire sur la tension composée des surtensions supérieures à $2 \cdot E$. Leur succession produit le vieillissement plus rapide de la machine.

Deux types de MLI ont été identifiés dans la littérature comme causes de surtensions dangereuses [KERMAN96]. Nous rajouterons des détails sur ceux-ci, ainsi qu'un troisième trouvé expérimentalement et validé en théorie.

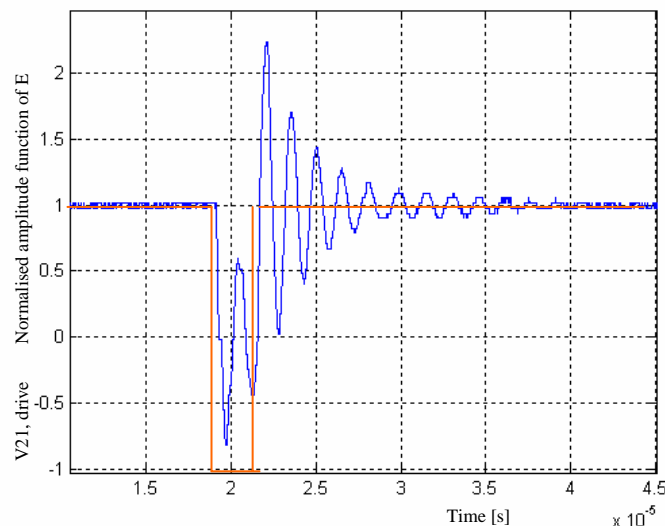


Figure VI.6. Détail d'une oscillation (Figure VI.5) obtenue expérimentalement

Dans le premier cas (Figure VI.5), une impulsion MLI courte produit un temps d'extinction insuffisant de l'oscillation à la première transition. Ainsi, l'oscillation due à la deuxième transition amplifie la première et la limite de $2 \cdot E$ est dépassée.

Ces impulsions courtes apparaissent lorsque $0,93 < m_a < 1,07$ pour les MLI triphasées (exemple à $f_{PWM}=4$ kHz, câble blindé de 130 m) et aussi pour $m_a < 0,07$, pour certaines MLI deux-phases. Les limites données s'élargissent avec l'augmentation de la fréquence de commutation.

Le phénomène peut être facilement mis en évidence (Figure VI.6).

Le premier front a l'amplitude (voir **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**) et **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**) :

$$(VI.27) \quad (1 + \gamma_m) \cdot (-V_0)$$

et le deuxième:

$$(VI.28) \quad (1 + \gamma_m + \gamma_s \gamma_m + \gamma_s \gamma_m^2) \cdot V_0.$$

Comme ces fronts sont en opposition, leur amplitude totale peut dépasser $2 \cdot V_0$ ($V_0=E$ dans notre cas). Le temps d'extinction minimal dépend du temps tp **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**) et du temps d'atténuation du câble. Contrairement aux attentes, des impulsions plus larges peuvent produire des surtensions plus grandes que d'autres impulsions plus courtes (Figure VI.7).

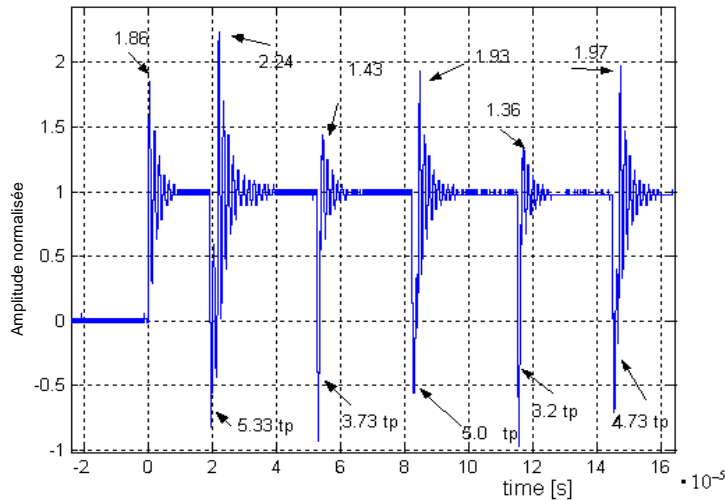


Figure VI.7. Tension expérimentale V_{21} obtenue avec un câble blindé de 130 m

Prenons un exemple de la figure : $tp=1 \mu s$ et l'amplitude de la surtension naturelle est de $1,86 \cdot E$. Une impulsion de $5,33 \mu s$ produit une surtension de $2,24 \cdot E$, tandis que l'impulsion suivante qui est plus courte ($3,73 \mu s$) donne une surtension de $1,43 \cdot E$. Dans ce dernier cas, les transitions produisent une superposition des ondes presque en opposition de phase, donc la deuxième atténue la première au lieu de l'augmenter. Cependant toute impulsion plus large qu'un temps minimal t_{min} ne permet pas l'apparition

de surtensions dangereuses. Tous ces résultats sont utilisés dans l'algorithme de réduction des surtensions.

Pour des impulsions dont la largeur se situe entre :

$$(VI.29) \quad 0 \rightarrow 1 \cdot tp, 3 \cdot tp \rightarrow 5 \cdot tp, 7 \cdot tp \rightarrow 9 \cdot tp, 11 \cdot tp \rightarrow 13 \cdot tp \text{ et } > 15 \cdot tp$$

la surtension n'est pas dangereuse, contrairement aux autres impulsions de largeurs différentes.

En effet, les deux oscillations correspondant au cas (VI.29) sont en opposition de phase et l'amplitude résultante décroît au lieu d'augmenter (Figure VI.7). Est-il donc suffisant de déplacer de $2 \cdot tp$ une impulsion « interdite » pour réduire les surtensions ?

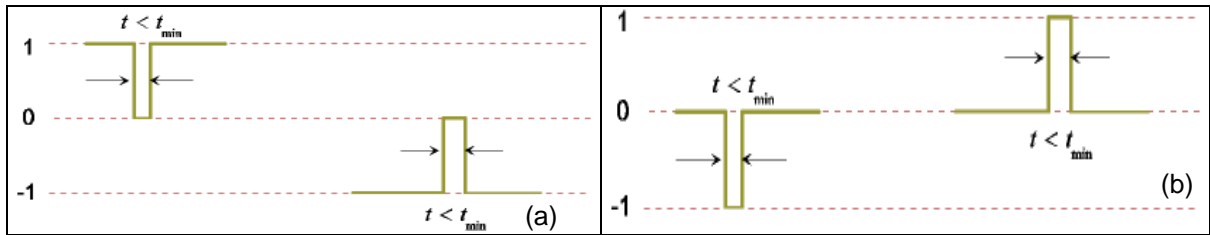


Figure VI.8. Apparition du premier cas de surtension : (a) grande probabilité théorique, (b) faible probabilité théorique

Le premier cas des surtensions peut exister avec des impulsions selon la Figure VI.8 a), mais est très peu probable pour des impulsions de la Figure VI.8 b). Dans ce dernier cas de figure la première transition est de 0 à $-E$ ou de 0 à E , tandis que la deuxième transition fait revenir la tension à 0. Il est donc peu probable de dépasser dans ce cas $2 \cdot E$ ou, respectivement, $-2 \cdot E$, même si des surtensions apparaissent. Celles-ci devront avoir une amplitude plus grande que $3 \cdot E$ pour pouvoir dépasser la limite de deux fois la tensions de bus, car ceci implique une superposition presque parfaite des oscillations produites par les deux transitions.

VI.2.3. Deuxième cas de surtension dangereuse

Dans le deuxième cas (Figure VI.9), la surtension apparaît quand la tension composée subit une transition de $-E$ à E ou de E à $-E$, correspondant à deux fois l'amplitude de la transition dans le premier cas (Figure VI.8). Cette transition peut arriver en général pour $f_m > f_{nom}$, donc pour $m_a > 1$.

Cette fois l'oscillation a une amplitude maximale :

$$(VI.30) \quad 2 \cdot (1 + \gamma_m) \cdot V_0$$

Après une période T_{PWM} où la tension V_{i0} est saturée suit une période où la tension V_{j0} est saturée (au même niveau E ou $-E$ que V_{i0}), i différent de j . Ceci produit sur la tension composée V_{ij} onduleur un saut de valeur $2 \cdot E$ qui donne sur la machine une surtension théorique V_{ij} qui est proche de $4 \cdot E$.

Exemple : si le coefficient de réflexion γ_m vaut 0,86, une surtension naturelle a l'amplitude $1,86 \cdot E$ lors d'une transition simple de 0 à 1. Mais dans le deuxième cas de surtension, elle arrive à $3,72 \cdot E$.

Pour une même stratégie MLI les deux cas de surtension peuvent apparaître en fonction de l'état de charge et de vitesse du système machine + variateur. Le deuxième cas apparaît à grande vitesse pour la grande majorité des stratégies et à d'autres vitesses dans le cas d'utilisation des stratégies qui saturent au même niveau $+E$ ou $-E$ tout le temps, comme la DPWMMIN.

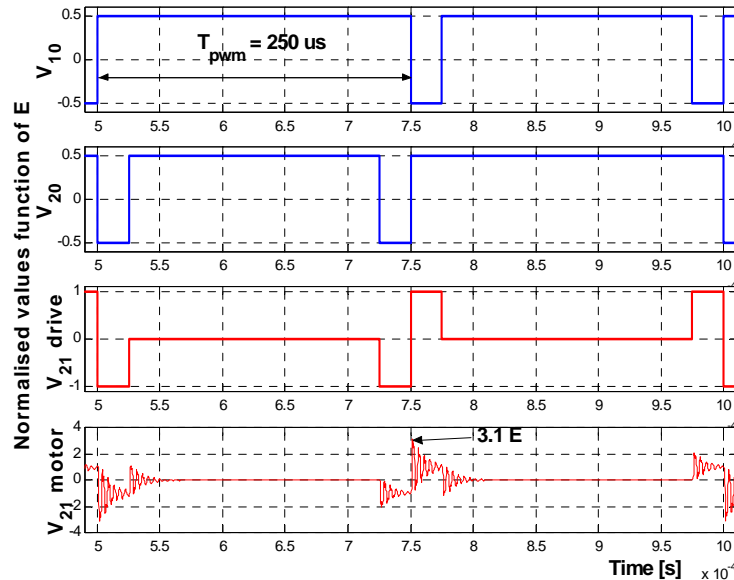


Figure VI.9. Deuxième cas de surtension dangereuse. Simulation

VI.2.3. Troisième cas de surtension dangereuse

Ce cas de surtension a été trouvé expérimentalement (Figure VI.10).

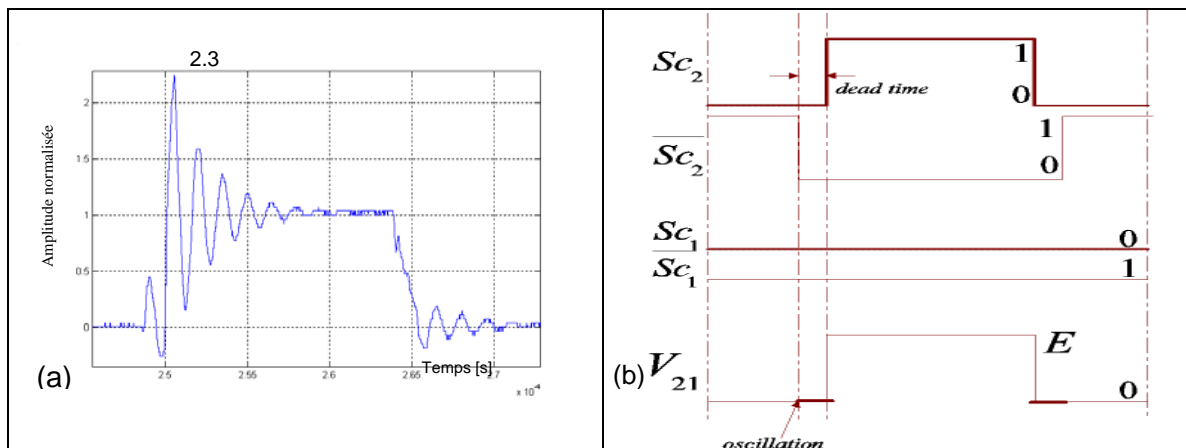


Figure VI.10. Troisième cas de surtension : (a) mesure expérimentale, (b) schéma théorique

La cause de la surtension est le temps mort. Deux transitions de la tension composée, sans changement de valeur moyenne, se compensent l'une l'autre en produisant une oscillation qui n'est pas atténuée avant l'arrivée d'une autre oscillation.

En fait (Figure VI.10 (b)), il s'agit de deux niveaux de tension nulle V_{21} qui se succèdent : le deuxième est créé par le temps mort, le premier est un vrai niveau de

tension nulle ($V_{10}=-E/2$ et $V_{20}=-E/2$). La tension théorique V_{21} ne voit pas la transition, mais des transitions se produisent réellement sur une phase.

Ce troisième cas n'est pas très dangereux, car les niveaux des premières oscillations dues au temps mort sont faibles.

Il peut être facilement contourné si les temps morts ne sont pas des multiples interdits de **tp**, comme nous le verrons plus loin.

VI.3. Solutions « logiciel » contre les surtensions

VI.3.1. Pourquoi des solutions « logiciel » ?

Les solutions « matériel », présentées dans la section VI.4, sont coûteuses et encombrantes. C'est la raison principale pour laquelle une solution « logiciel » est préférable à un filtre de sortie malgré ses nombreux avantages.

La succession des fronts MLI montants et descendants produit les surtensions $>2 \cdot E$ et pas seulement l'inadaptation des impédances du câble et du moteur (section VI.2). La largeur de l'impulsion MLI peut donner ou non des surtensions $>2 \cdot E$. Quand elle est maximale (saturation de la période T_{PWM}), le deuxième cas de surtension peut apparaître.

Une approche expérimentale du problème montre que la probabilité de l'apparition des surtensions dangereuses, pour une largeur d'impulsion supérieure à $15 \cdot tp$, est nulle.

Ainsi, la **première solution** est de modifier la largeur des impulsions pour éviter la superposition des surtensions. Deux approches existent :

- on introduit **$t_{min}=15 \cdot tp$** , largeur minimale d'impulsion ne produisant pas une superposition dangereuse des ondes et on déplace le neutre pour l'obtenir. Lorsque ceci n'est pas possible on crée une erreur sur la tension appliquée au moteur en annulant la petite impulsion
- une étude plus approfondie du phénomène montre que certaines largeurs inférieures à $15 \cdot tp$ sont permises. Un changement de quelques microsecondes de la largeur de l'impulsion permet de la rendre acceptable et ,aussi, une erreur inférieure sur la tension moyenne de référence par rapport à des changements de quelques dizaines de microsecondes. Cependant cette approche nécessite la connaissance de **tp** avec bonne précision.

Nous pouvons réaliser ces deux approches :

- soit en supprimant directement ou en ajustant les impulsions à des largeurs admissibles, sans tenir compte de l'impact sur les tensions moyennes de référence
- soit en utilisant la tension de neutre, réduisant l'erreur de tension, car la tension simple machine n'est pas modifiée. L'erreur n'est pas nulle avec cette solution, dans le deuxième cas de surtensions, car on ne peut « ajouter de la tension de neutre ».

Dans les cas 1.a ou 1.b, nous pouvons bien connaître le **tp** en identifiant le câble. L'identification en ligne du câble n'est que brièvement présentée dans ce chapitre. Elle l'est en détail dans l'annexe III qui demeure confidentielle.

Une **deuxième solution** – toujours valable pour les deux cas de la première solution – est de faire varier la fréquence f_{PWM} pour éviter les impulsions interdites.

Ces cas sont détaillés dans la suite.

VI.3.2. Identification en ligne du câble

Comme **tp** est l'élément essentiel dans les algorithmes de réduction des surtensions, il est nécessaire de l'estimer avec précision.

L'identification du câble donne l'estimation de la fréquence caractéristique du câble et le temps **tp** de propagation de l'onde le long du câble. La résistance du câble n'est pas utile à identifier, car celle-ci n'est pas utilisée dans le calcul des largeurs d'impulsions MLI interdites, mais pour l'estimation de t_{min} . Cependant, $t_{min}=15 \cdot tp$ constitue une bonne marge dans les algorithmes contre les surtensions.

L'identification en ligne du câble a été simulée en Matlab/Simulink et validée expérimentalement sur le banc dSpace (Annexe II) associé à un variateur de type ATV58.

L'identification part de la mesure du courant (mesure disponible dans les variateurs actuels) ou de la tension entre phases (pas de capteurs de tension sur les variateurs actuels).

Le courant est reconstitué (Figure VI.11) dans un exemple de mesure pour un câble ayant les paramètres : $R_0=0,07 \ \Omega/m$, $L_0=0,32 \ \mu H/m$, $C_0=0,19 \ nF/m$, $G_0=84 \ n\Omega^{-1}/m$, $l=130 \ m$.

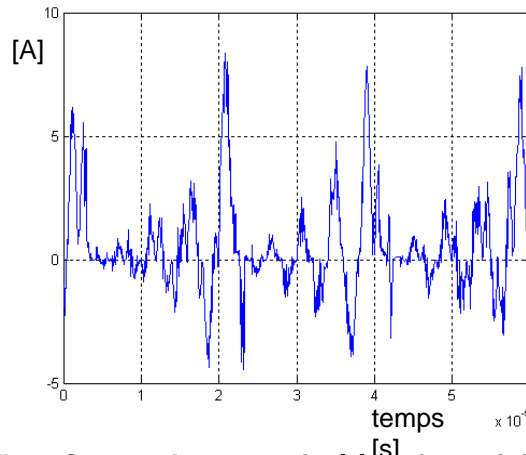


Figure VI.11. Courant I_{s1} reconstitué à sa forme initiale

Nous identifions : $tp = 1,01 \mu s$.

Nous pouvons vérifier théoriquement le résultat obtenu, en utilisant **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** :

$$(VI.31) \quad tp = 130 \cdot \sqrt{0,32 \cdot 10^{-6} \cdot 0,19 \cdot 10^{-9}} = 1,01 \mu s$$

ce qui correspond aussi à la fréquence de $f_0=247 \ kHz$ (Figure VI.11).

tp augmente avec la longueur du câble, ce qui simplifie l'identification pour des câbles plus longs, car la fréquence à identifier est plus basse.

VI.3.3. Algorithme simple sans mouvement du neutre

L'algorithme simple contre les surtensions utilise seulement l'approximation de $t_{\min}=15 \cdot t_p$, obtenue assez facilement à partir des paramètres standard des câbles (donc avec une très grande erreur).

Tout d'abord, toute impulsion MLI, de largeur plus petite que t_{\min} , doit disparaître [KERMANN96]. Ainsi, le premier cas de surtension n'apparaît plus, mais une erreur sur la tension moyenne $V_{i0 \text{ ref}}$ est créée. Dans le cas où les petites impulsions apparaissent à grande vitesse, cette erreur peut être négligée. Mais dans le cas de certaines DPWM (comme les DPWM asymétriques), les petites impulsions apparaissent aussi à petite vitesse et leur suppression peut arrêter le moteur. Il est donc envisagé de trouver une autre solution « logicielle ».

En ce qui concerne le deuxième cas, la largeur des impulsions MLI provenant des saturations complètes des périodes T_{PWM} (Figure VI.9) est réduite (Figure VI.12) pour éviter l'inversion de polarité ou la transition $2 \cdot E$.

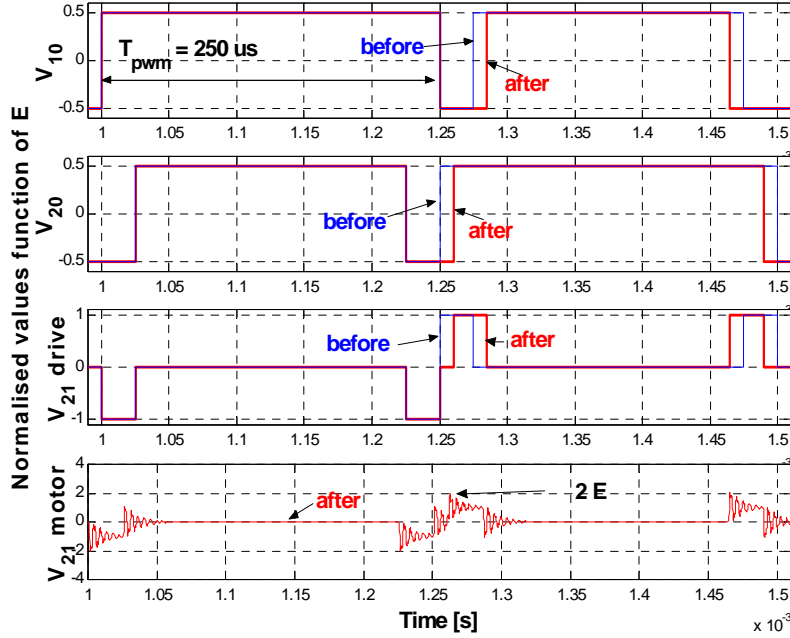


Figure VI.12. Deuxième cas de surtension dangereuse avant et après l'application de l'algorithme. Simulation

Lorsqu'une transition double est découverte (e.g. V_{10} passe de $0,5E$ à $-0,5E$ quand V_{20} passe de $-0,5E$ à $0,5E$) nous changeons la largeur d'impulsion concernant V_{20} . Au lieu d'un rapport cyclique de 1, nous appliquons :

$$(VI.32) \quad 1 - \frac{2/3 \cdot t_{\min}}{T_{\text{PWM}}}$$

à Sc_2 , les deux autres ordres de commande restant inchangés.

La transition de $2 \cdot E$ est divisée en deux transitions d'amplitude E suffisamment espacées pour ne pas produire une superposition d'ondes. Le résultat est montré dans la Figure VI.12. Comme dans le premier cas de surtension, une erreur de tension est créée sur le bras 2. Ne serait-il pas possible de réduire cette erreur en améliorant l'algorithme ?

En ce qui concerne le troisième cas de surtension, la solution est de choisir un temps mort au delà de t_{min} , mais en général cette option n'est pas réaliste : pour le câble blindé de 130 m dont l'identification a été présentée dans la section antérieure, il faut choisir par exemple un temps mort de plus de $15 \mu s$. C'est pour cela que dans le cas de cet algorithme sans identification du câble, nous ne tenons pas compte du troisième cas d'apparition des surtensions.

L'algorithme est présenté dans la Figure VI.13.

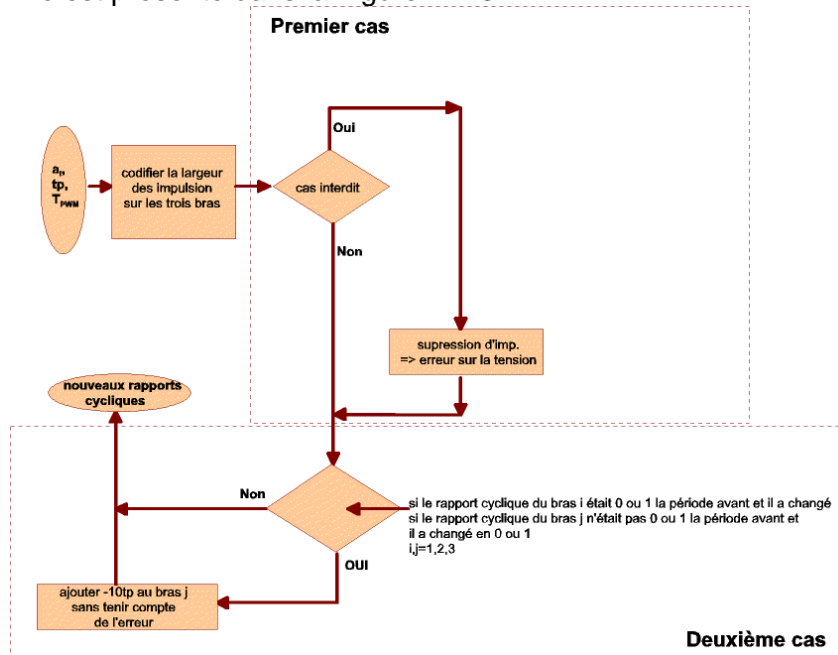


Figure VI.13. Algorithme simple sans mouvement du neutre contre les surtensions destructrices

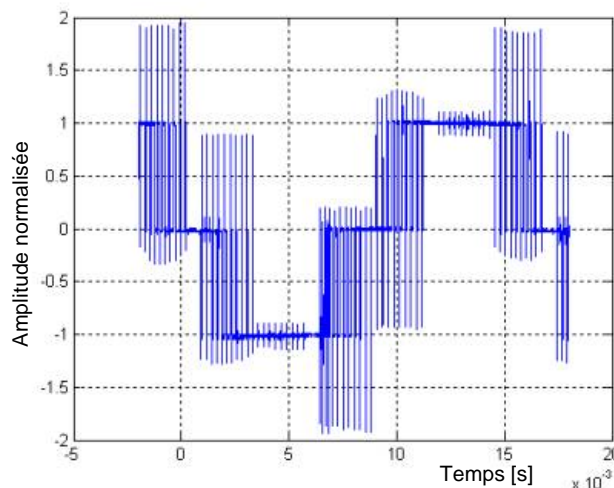


Figure VI.14. Validation expérimentale de l'algorithme de VI.3.3 à $f_m=60$ Hz ($1,2*f_{nom}$), MLI triphasée, câble blindé 130 m

L'algorithme a été validé de manière expérimentale (Figure VI.14). La figure montre qu'aucune surtension supérieure à $2 \cdot E$ n'apparaît plus après l'application de l'algorithme.

VI.3.4. Algorithme simple avec mouvement du neutre

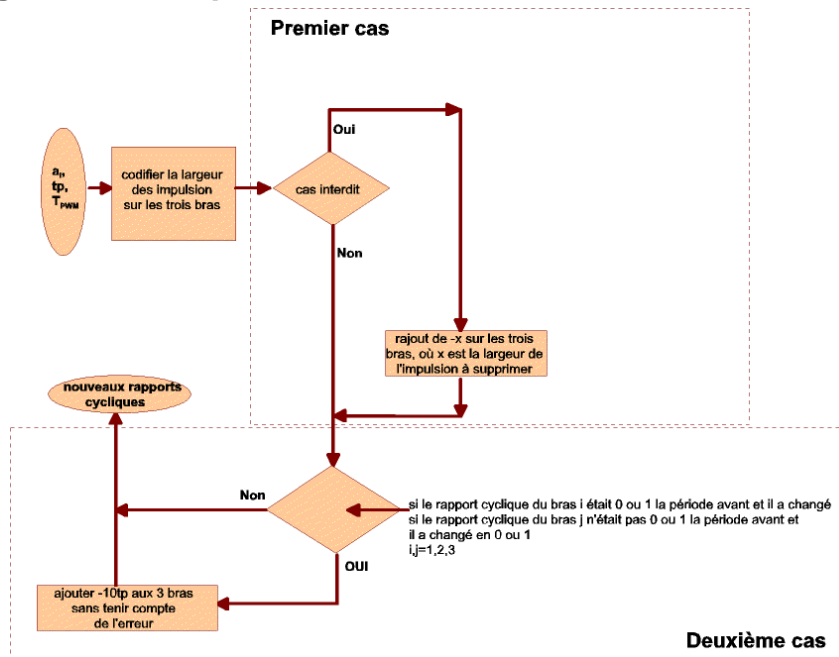


Figure VI.15. Algorithme simple avec mouvement du neutre contre les surtensions destructrices

Les même largeurs d'impulsions interdites dans la section VI.3.3. peuvent être changées pour éliminer la possibilité d'apparition des surtensions d'une autre manière : par « mouvement du neutre ».

Ce principe utilisé aussi dans le cas des stratégies MLI deux-phases (chapitre IV) ou dans le cas de l'extension de linéarité de la MLI triphasée garantit une tension machine inchangée, même si la tension simple onduleur (V_{i0}) varie. Il consiste dans l'addition d'une quantité égale aux trois références $V_{i0 \text{ ref}}$ de l'onduleur.

Ainsi, au lieu de supprimer simplement l'impulsion interdite ou de diviser la transition de $2 \cdot E$, nous réagissons de manière symétrique sur les trois bras :

dans le premier cas de surtension, la largeur x de l'impulsion supprimée sur le bras i est soustraite des autres deux ordres de commande

dans le deuxième cas, nous ajoutons (Figure VI.12):

$$(VI.32) \quad 1 - \frac{2/3 \cdot t_{\min}}{T_{PWM}} \text{ à } Sc_2$$

$$(VI.33) \quad - \frac{2/3 \cdot t_{\min}}{T_{PWM}} \text{ à } Sc_1 \text{ et } Sc_3.$$

nous ne tenons toujours pas compte du troisième cas

L'algorithme est présenté dans la Figure VI.15.

VI.3.5. Algorithme après identification avec mouvement du neutre

Nous connaissons avec précision tp . Dans le premier cas des surtensions, certaines largeurs d'impulsion MLI sont admissibles, mêmes si elle sont plus petites que $t_{\min}=15 \cdot tp$ (VI.29).

Nous ajoutons ainsi, comme dans la section VI.3.4. la même quantité de tensions aux trois phases de l'onduleur, non pour supprimer l'impulsion, mais pour l'amener dans une zone admissible de largeur (i.e. si l'impulsion vaut $2,2 \cdot t_p$, nous l'amener à $4 \cdot t_p$, centre d'une région d'impulsions permises). En même temps nous ajoutons $1,8 \cdot t_p$ aux 2 autres ordres de commande. Sinon, nous amenons l'impulsion à $0 \cdot t_p$ et nous soustrayons $2,2 \cdot t_p$ aux deux autres impulsions et ainsi de suite.

Dans le deuxième cas de surtension, nous ajoutons (Figure VI.12) :

$$(VI.34) \quad 1 - \frac{y \cdot t_{\min}}{T_{PWM}} \text{ à } Sc_2$$

$$(VI.35) \quad - \frac{y \cdot t_{\min}}{T_{PWM}} \text{ à } Sc_1 \text{ et } Sc_3$$

où y est une quantité optimale, multiple non interdite de t_p , plus petite que $2/3t_{\min}$.

L'avantage de cette solution est sa faisabilité pour le troisième cas de surtension : nous appliquons un temps mort multiple permis de t_p .

Ceci est représenté dans l'algorithme de la Figure VI.16. Le choix du temps mort est faite au-delà de l'algorithme.

Principalement dans le 2^{ème} cas de surtension le neutre à "ajouter" ne peut pas être différent de 0. Ce cas apparaît par exemple à très grande vitesse sans défluxage. Quand V_{10} vaut $E/2$ et en même temps V_{20} vaut $-E/2$, on ne peut ni soustraire, ni ajouter quelque chose aux trois bras en même temps. Dans l'algorithme, tenant compte d'un t_p précisément estimé et du mouvement du neutre, l'erreur est plus petite que dans les autres cas. En effet les impulsions changent jusqu'à une valeur la plus proche permise. Dans les autres cas d'algorithme, la largeur des impulsions change d'une valeur différente jusqu'à $15 \cdot t_p$ de celle initiale. Pour 400 m de câble blindé avec les même caractéristiques qu'avant, on a une erreur de $45,45 \mu s \cdot 2$ sur une période de $T_{PWM}=250 \mu s$, donc 36 % d'erreur sur la tension moyenne.

Cet algorithme donne la plus petite erreur sur la tension de référence, rapporté aux autres algorithmes proposés. L'erreur globale sur une période $1/f_m$ pour 130 m de câble est de 5 % à $m_a=1$, par exemple. L'erreur dépend de la fréquence de rotation, de la méthode MLI appliquée et de la nature du câble (paramètres et longueur).

Une simulation de cet algorithme est montrée sur la Figure VI.12. La validation expérimentale a été faite sur le banc dSpace avec le moteur LS0.55 et plusieurs longueurs de câble. Une des mesures avec le câble blindé de 130 m est présentée (Figure VI.17). Après l'application de l'algorithme il n'y a plus d'oscillations ayant une amplitude supérieure à $2 \cdot E$ dans la zone où les petites impulsions apparaissent.

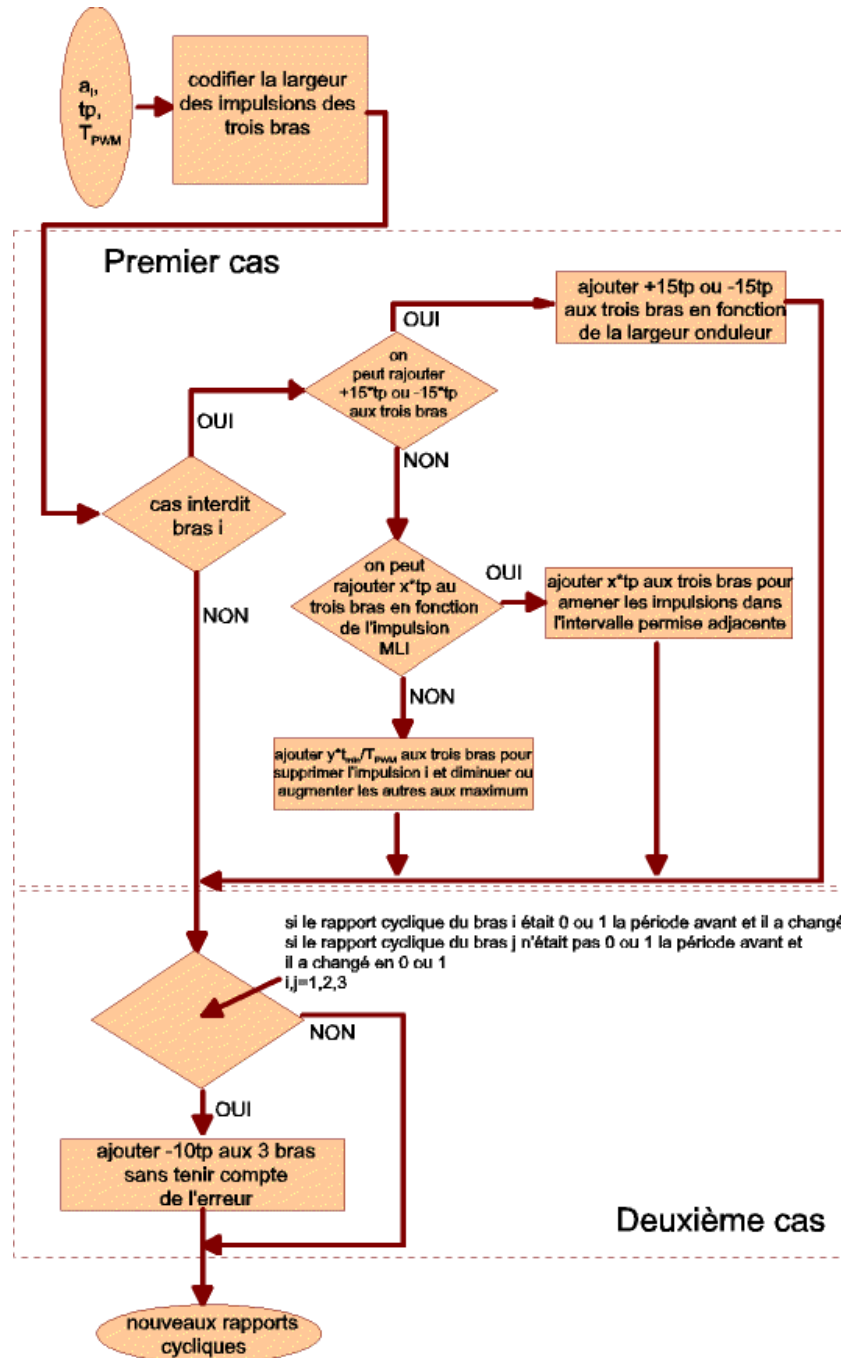


Figure VI.16. Algorithme après identification contre les surtensions destructrices ; utilisation du mouvement du neutre

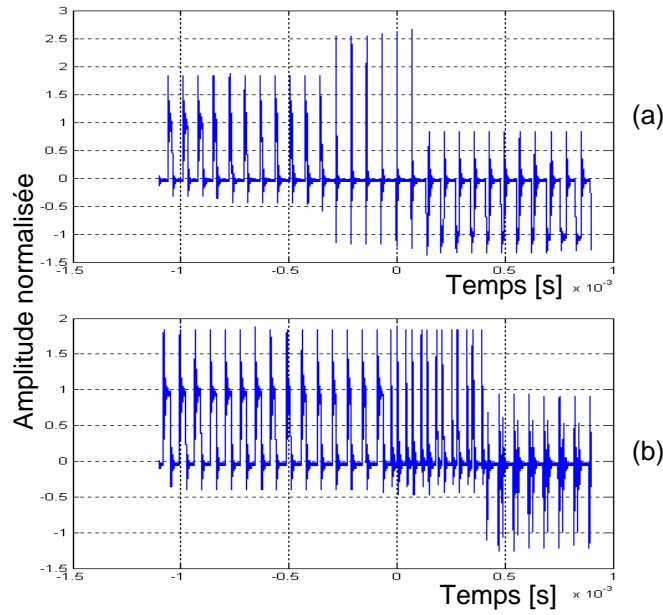


Figure VI.17. Validation expérimentale de l'algorithme contre les surtensions ; (a) avant et (b) après application de l'algorithme

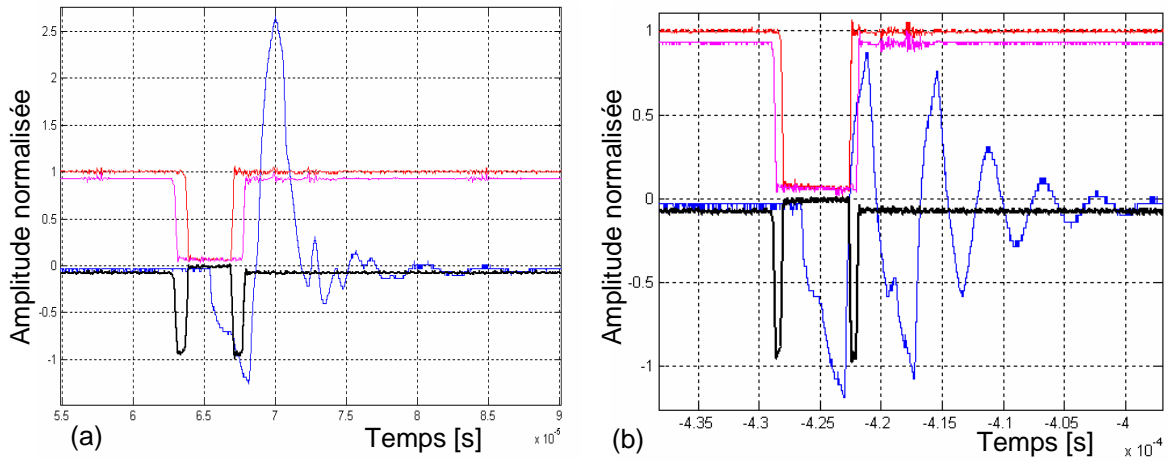


Figure VI.18. Détail de validation expérimentale; (a) avant et (b) après application de l'algorithme

En ce qui concerne le troisième cas, un temps mort qui n'est pas multiple interdit de t_p ne provoque pas de surtension dangereuse (Figure VI.19).

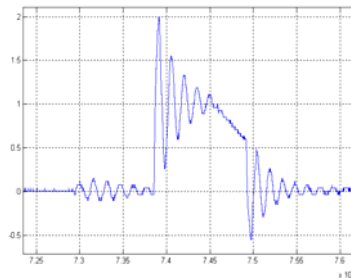


Figure VI.19. Mesure de V_{21} pour un temps mort multiple permis de t_p

Avec le modèle détaillé (chapitre III) une comparaison sur les courants de fuite (mode commun vrai) en MLI triphasée avec ou sans l'application de l'algorithme contre les surtensions est montrée sur la Figure VI.20.

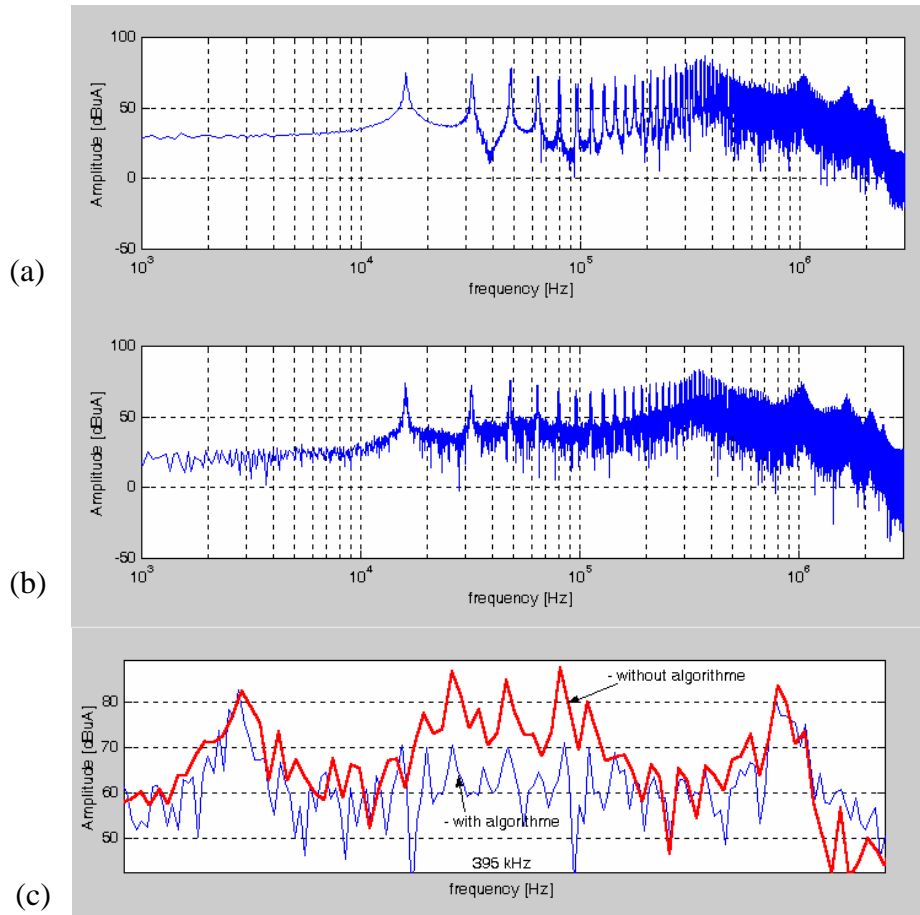


Figure VI.20. Comparaison des courants de fuite: (a) avant application de l'algorithme, (b) après application de l'algorithme (c) détail de comparaison

La simulation est faite avec les paramètres de LS0.55 et un câble blindé de 100 m. La valeur efficace du courant baisse de 19% après application de l'algorithme. La solution logicielle contre les surtensions diminue donc les courants de fuite car les gradients du courant de fuite sont directement liés aux gradients des tensions. En diminuant les surtensions, on diminue implicitement les courants de fuite.

VI.3.6. Algorithme après identification sans mouvement du neutre

Cette version d'algorithme est proposée pour réduire la longueur du code, donc pour l'optimisation de la place mémoire occupée par l'algorithme.

Au lieu d'agir sur les trois bras ensemble (par la tension de neutre), nous considérons seulement le bras, provoquant la surtension dangereuse. Ainsi, les vérifications et le changement de largeur d'impulsion ne se font que sur une dimension.

L'algorithme utilisé dans la section antérieure (Figure VI.16) est simplifié (Figure VI.21).

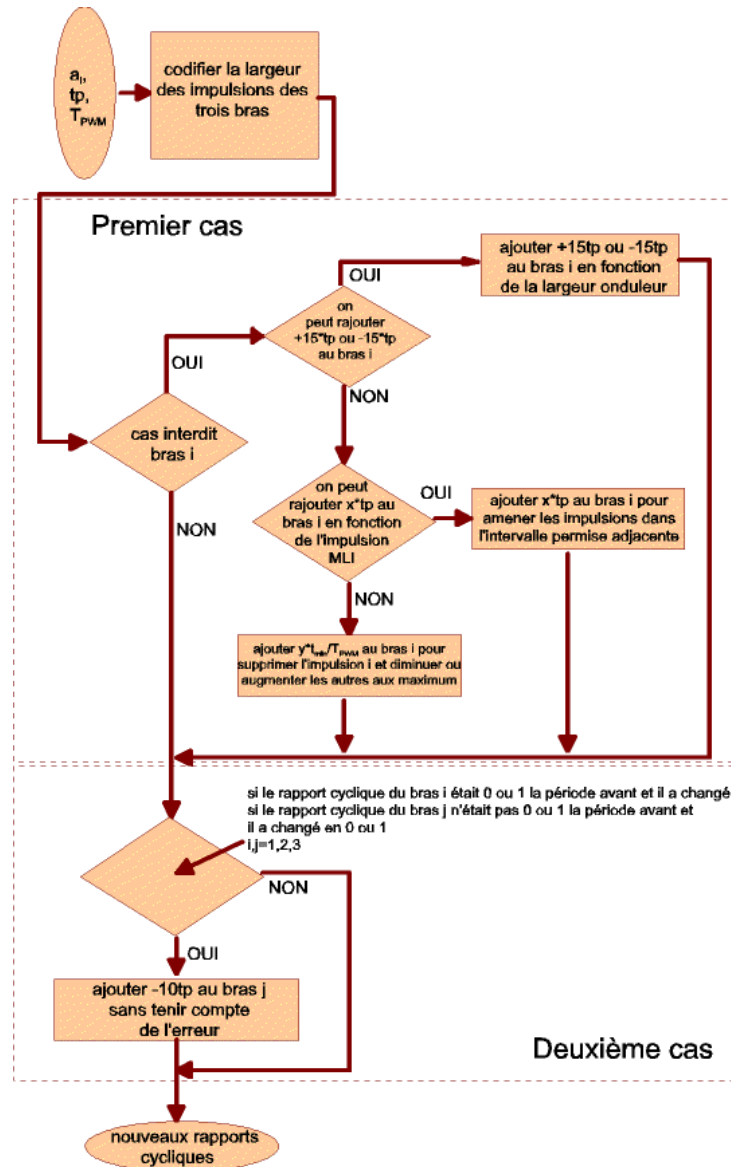


Figure VI.21. Algorithme après identification contre les surtensions destructrices ; pas de mouvement du neutre

VI.3.7. Quel algorithme choisir ?

L'avantage des deux algorithmes, tenant compte de l'identification de tp par rapport aux deux autres algorithmes simples est mis en évidence par la comparaison des tensions (Figure VI.22) pour $m_a=0.98$. La suppression des petites impulsions crée une saturation assez longue de la tension entre phases, amenant une erreur sur la tension moyenne (Figure VI.22 a). L'identification du tp permet de ne plus supprimer les impulsions, mais seulement de les élargir de $2*tp$.

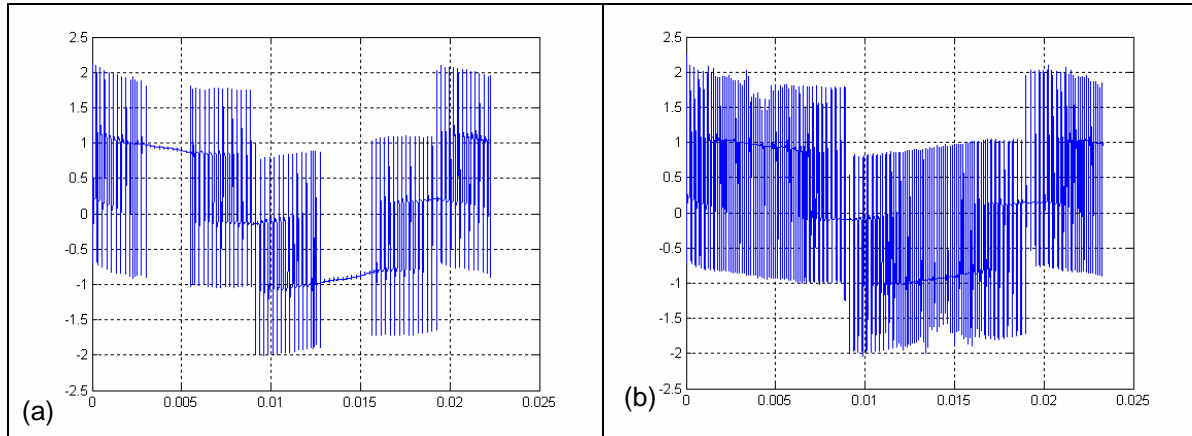


Figure VI.22. Tension V_{21} mesurée (a) après application de l'algorithme de VI.3.3, (b) après application de l'algorithme de VI.3.5

Une comparaison des erreurs introduites par l'utilisation des algorithmes (VI.3.3. et VI.3.5.) est donnée dans le Tableau VI.2. L'erreur est donnée en rapportant la tension obtenue à la tension de référence.

Algorithme	$f_m=47$ Hz 130 m	$f_m=50$ Hz 130 m	$f_m=55$ Hz 130 m	$f_m=50$ Hz 520 m
VI.3.3 – sans mouvement du neutre	6,8%	4,9%	1,8%	14,5%
VI.3.5. – après identification du tp et avec mouvement du neutre	5,7%	3,6%	1,6%	14,5%

Tableau VI.2. Comparaison des erreurs des algorithmes proposés

Cette erreur a un impact au niveau des courants, mais l'impact est de l'ordre de grandeur du Δi , i.e. l'ondulation du courant à cause des algorithmes n'est pas plus grande que l'ondulation du courant obtenue à cause de la commutation par MLI.

Pour pouvoir orienter le choix des algorithmes, nous traçons un tableau comparatif des algorithmes proposés (VI.3.3 et VI.3.5).

	VI.3.3 – sans mouvement du neutre	VI.3.5. – après identification du tp et avec mouvement du neutre
Que doit on connaître ?	Une approximation simple du temps d'atténuation t_{\min} (la largeur d'impulsion minimale après laquelle les surtensions dangereuses n'apparaissent plus).	La valeur exacte du tp
Par quel moyen ?	On doit obtenir une approximation de la longueur du câble, de sa capacité linéique et de son inductance linéique (L_0 et C_0 peuvent être approximés en connaissant le type du câble)	Le temps tp peut être obtenu par l'identification en ligne du câble ou par une simple mesure avec un oscilloscope (réponse à un échelon de tension).
Avantages, inconvénients selon la longueur	Pour des câbles supérieurs à 200m cet algorithme devient presque inutilisable, car $15 \cdot t_p$ en	L'idée est très utile surtout pour des grandes longueurs du câble. D'un autre côté plus le câble est

du câble	plus du temps mort est égal pratiquement à la moitié de T_{PWM}	court, plus difficile sera son identification à cause de la précision d'échantillonnage demandée.
Avantages, inconvénients en fonction de la complexité de l'algorithme	L'algorithme est très simple. La mémoire occupée par le code est minimale.	L'algorithme est plus complexe, donc la place mémoire utilisée par le code est plus grande, mais des simplifications sont possibles (e.g. VI.3.6)
Avantages, inconvénients en fonction de l'erreur de tension introduite	L'algorithme produit une erreur globale moyenne de plus de 4% par rapport à la tension de référence. Ceci peut impliquer une instabilité inadmissible du couple. La variation de la tension de bus est de 6%.	L'erreur est plus petite qu'avec les autres versions d'algorithmes (Tableau VI.2).
Avantages, inconvénients en fonction de la f_{PWM}	Si nous voulons diminuer l'erreur sur la tension il faut limiter la fréquence MLI. Plus le câble est long, plus la fréquence doit être petite (au maximum 8 kHz)	La limitation de la f_{PWM} est recommandée, mais pas obligatoire pour des câbles inférieurs à 500 m.

Tableau VI.3. Comparaison des algorithmes proposés

En conclusion, l'algorithme sans identification du câble est plus simple et plus facile à implanter, mais les résultats ne sont pas optimaux. Le choix de l'algorithme dépend du domaine d'utilisation du système variateur-câble-machine.

VI.3.8. Solution immédiate dans le voisinage du point nominal

La probabilité d'apparition du premier et du deuxième cas de surtension est très grande autour du point de fonctionnement nominal du moteur. Pour éliminer les surtensions, surtout dans ce cas de figure, on peut prétendre qu'augmenter la tension de bus suffit. Cela n'est pas vrai.

Exemple : au lieu d'appliquer $E=550$ V nous appliquons $E=700$ V, ce qui correspond à un réseau triphasé de 380 V et, respectivement, 500 V. On peut vérifier de manière expérimentale (Figure VI.23) que les surtensions supérieures à 2^*E n'apparaissent plus, car le niveau de saturation des tensions de référence est déplacé.

Le premier cas de surtension (des impulsions très petites sur V_{ij}) ou le deuxième cas (transition 2^*E) peuvent apparaître seulement à grande vitesse avec les MLI triphasées. Avec une loi V/f , la probabilité d'apparition des surtensions supérieures à 2^*E autour de 50 Hz est déplacée autour de 60 Hz, par l'augmentation de la tension de bus E .

Cependant, c'est la tension maximale qui compte pour la destruction du moteur, donc les surtensions de $1,6^*E$ sont déjà dangereuses, car $2^*E=1400$ V et la tension dangereuse est supérieure à 1100 V. La grande majorité des surtensions (Figure VI.23) dépasse $1,6^*E$ lors de l'utilisation du bus $E=700$ V.

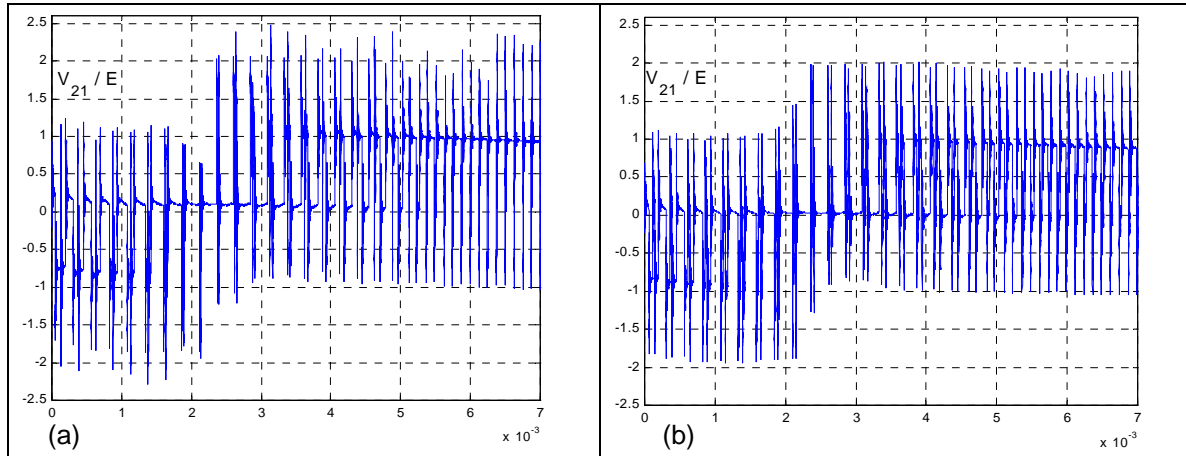


Figure VI.23. Solution immédiate contre les surtensions autour de f_{nom} : (a) $E=550$ V, (b) $E=700$ V

VI.3.9. FMPWM pour réduire les surtensions

Cette solution complémentaire et équivalente à la première partie des algorithmes de réduction des surtensions dangereuses est très intéressante du point de vue théorique, mais avec peu d'intérêt pratique. Elle est surtout avantageuse pour les câbles assez courts (plus courts que 200 m) et lorsqu'on ajoute d'autres critères comme la réduction du bruit acoustique ou des pertes (section IV.6). Dans ce dernier cas, un algorithme de décision de la fréquence f_{PWM} dépend non seulement d'une loi aléatoire ou du Δi , mais aussi des largeurs d'impulsion permises pour les surtensions.

Cette deuxième solution contre les surtensions n'est valable que pour le premier cas de surtension. Pour le deuxième cas, il faut appliquer la deuxième partie d'un des algorithmes ci-dessus en plus de l'idée qui suit.

Lorsque l'impulsion est plus petite que t_{min} on joue sur **la fréquence** de commutation pour la ramener au moins à t_{min} μs . Si y est sa largeur initiale, la fréquence est ramenée à:

$$(Éq. 36) \quad \frac{1}{f_{min}} = t_{min} \cdot \frac{1}{y} \cdot \frac{f_y}{1}$$

ce qui assure au moins une largeur de t_{min} . f_{min} est la fréquence f_{PWM} correspondant à t_{min} et f_y correspond à la petite impulsion initiale.

Sur la Figure VI.24 les résultats de simulation avec et sans algorithme de prise en compte de la surtension sont présentés. La courbe bleue (en gras) résulte du changement de fréquence f_{PWM} . Les surtensions n'apparaissent plus, mais comme la fréquence de commutation étant très petite, les ondulations du courant sont grandes. Les paliers à +1, 0 ou -1 de la tension ne restent pas constants car en régime permanent le câble atténue la tension d'entrée.

Cette deuxième solution contre les surtensions peut donner de grandes erreurs en basse vitesse où des cas de surtension peuvent apparaître pour les DPWM. C'est pour

cette raison qu'elle a peu d'intérêt pratique. Les études d'une FMPWM complète (concernant les pertes, le bruit et les surtensions) sont en cours.

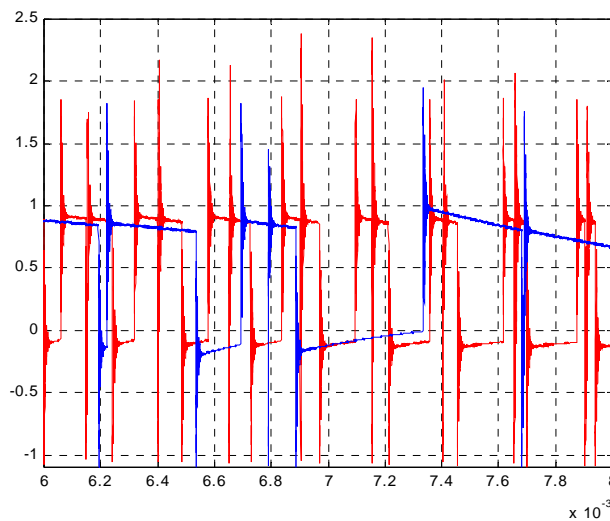


Figure VI.24. V_{12} avec et sans algorithme de prise en compte de la surtension. Simulation

VI.4. Solutions « matériel » contre les surtensions : les filtres de sortie

VI.4.1. Pourquoi les filtres de sortie ?

Une solution immédiate mais onéreuse contre les surtensions est constituée par les filtres de sortie (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**). Si on ne s'intéresse qu'aux surtensions, la solution « logiciel » est préférable. Mais le filtre en sortie du variateur ou sur le moteur améliore les formes d'onde des tensions et des courants du moteur, réduisant ainsi les pertes moteur et les courants de fuite et augmentant les performances d'entraînement (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**).

Cette explication de la nécessité des filtres de sortie produit une avalanche d'autres questions : « quel filtre utiliser ? », « quel est le compromis entre le prix et les performances ? », « quels sont les effets contraires sur la commande ? » etc...

Dans nos travaux, cette solution « matériel » ne concerne que les surtensions et les autres conséquences sur le système d'entraînement restent à étudier. Du point de vue purement électronique, ce chantier est déjà l'objet d'une autre thèse lancée il y a quelques années par Schneider Electric.

VI.4.2. Etude comparative des filtres existants

La démarche d'étude des filtres de sortie part toujours du principe de simplicité :

- le filtre doit atténuer les surtensions dangereuses
- d'autres critères comme la réduction des courants de mode commun ou l'amélioration des formes d'onde de la tension et du courant pourront être pris en compte
- le filtre doit être le plus simple possible (le minimum de composants électroniques)
- il est préférable d'utiliser un filtre qui se trouve déjà sur le marché.

La configuration du filtre doit prendre en compte plusieurs critères selon le cahier de charges:

- onde sinusoïdale ou seulement diminution des surtensions et courants de mode commun ?
- diminution du bruit acoustique ?
- extension de linéarité (si coïncidence de fréquences propres) ?
- réduction des pertes machine ?
- coût relatif bas ?
- stabilité de couple ?
- quelle fréquence de fonctionnement f_{PWM} ?
- quelles longueurs du câble ?
- quelle gamme de vitesse (survitesse) ?
- quelle puissance d'utilisation du variateur ?

Pour une configuration donnée, le **dimensionnement** (coût) des composants sera fait à son tour selon :

- la résonance attendue du filtre (filtre dV/dt ou sin)
- la fréquence de fonctionnement f_{PWM}
- la longueur du câble
- la gamme de vitesse
- la puissance d'utilisation du variateur

Deux grandes classes de configuration de filtres existent :

- les **filtres dV/dt** spécialement conçus pour réduire les surtensions, car leur fréquence propre est très loin de la f_{PWM} , mais plus petite que la fréquence de résonance du câble f_0 (section VI.2.1).
- les **filtres sinusoïdaux** qui ont de fréquences de résonance de l'ordre de grandeur de la f_{PWM} , donc qui donnent des tensions machine quasi-sinusoïdales.

Plusieurs configurations et dimensionnements ont été essayés en simulation et/ou de manière expérimentale :

- filtre L au variateur
- filtre LR au variateur
- filtre RLC au variateur ou au moteur
- filtre RC (terminator) au moteur [MOREIRA2001]
- filtre LC (sin) au variateur ou au moteur

Trois configurations complémentaires proposées dans les études antérieures de Schneider Electric n'ont pas été prises en compte à cause de leur complexité :

- filtre LC + diodes, le tout situé au niveau variateur
- quatrième bras de l'onduleur (+ filtre LC)
- compensation active (transfos en aval ou amont) – [LAFRANCHI2000]

Les avantages et les inconvénients des principales structures de filtre sont évaluées en premier (Tableau VI.4). Les configurations les plus intéressantes sont détaillées par la suite dans le cadre d'une étude plus approfondie.

Dans le Tableau VI.4 le signe « = » signifie que le filtre ne change pas le comportement du système par rapport à celui sans le filtre. « + » signifie qu'il y a une amélioration et « - » qu'il y a une dégradation.

	Self au variateur	RL var	RLC var pour dV/dt	RC moteur (terminator)	LC sin var ou moteur	RLC moteur
Réduction des dV/dt et des surtensions	=	+	+	+	++	Pas d'intérêt évident par rapport au filtre RLC variateur. Au contraire...
Réduction des courants de fuite	+	+	+	=	++	
Réduction du bruit acoustique	=	=	=	=	++	
Couple oscillatoire	-	=	=	+	-	
Extension de linéarité	=	=	=	=	+	
Coût relatif	+	-	-	=	=	

Tableau VI.4. Tableau comparatif des structures du filtre de sortie

Un tableau comparatif dressé par [CONTROLTECHNIQUES] (Tableau VI.5) est très important pour les conclusions tirées. Les pourcentages sont relatives au prix du moteur pris comme référence (100%).

Motor Racing	RELATIVE PRICE					
	Drive (VSD)	Motor	Output Inductor	dv/dt Filter	Sinusoidal Filter	Terminator
(400v supply)						
2.2kW	350%	100%	74%	443%	334%	170%
75kW	220%	100%	14%	99%	146%	9%
250kW	120%	100%	5%	65%	Not Available	3%

Tableau VI.5. Tableau comparatif des coûts du filtre de sortie

A priori, le filtre sinusoïdal est plus intéressant que le filtre dV/dt pour la gamme de puissance des variateurs qui nous intéresse (0 - 55 kW). Pour des grandes puissances le *terminator* devient plus intéressant. La self inductance seule est très intéressante au niveau prix jusqu'à 70 kW [CONTROLTECHNIQUES], mais vu l'instabilité du système variateur-moteur (détaillée par la suite), son intérêt est diminué.

Le filtre RC ou le *terminator*

[MOREIRA2001] propose un filtre dV/dt (Figure VI.25) qui s'avère très efficace pour la réduction des surtensions. Ce filtre est très intéressant si son dimensionnement est tel que son impédance est adaptée à l'impédance du câble au moteur. Donc on utilise un filtre de sortie RC triphasé dont l'impédance est celle du câble. Aussi la réflexion ne se produit pas pour des fréquences proches de la fréquence caractéristique du câble f_c : $\gamma_m \cong 0$.

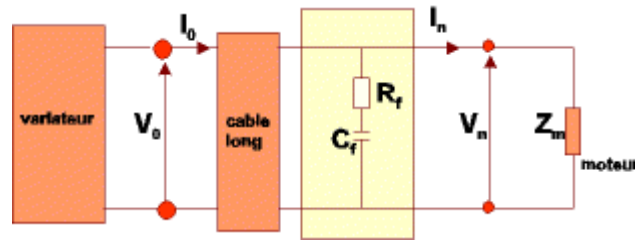


Figure VI.25. Filtre RC au moteur

Un des inconvénients de ce filtre est qu'il doit être placé à côté du moteur. Ceci n'est pas toujours facile dans le cas des plates-formes marines où les moteurs se situent à des centaines de mètres au moins sous la mer.

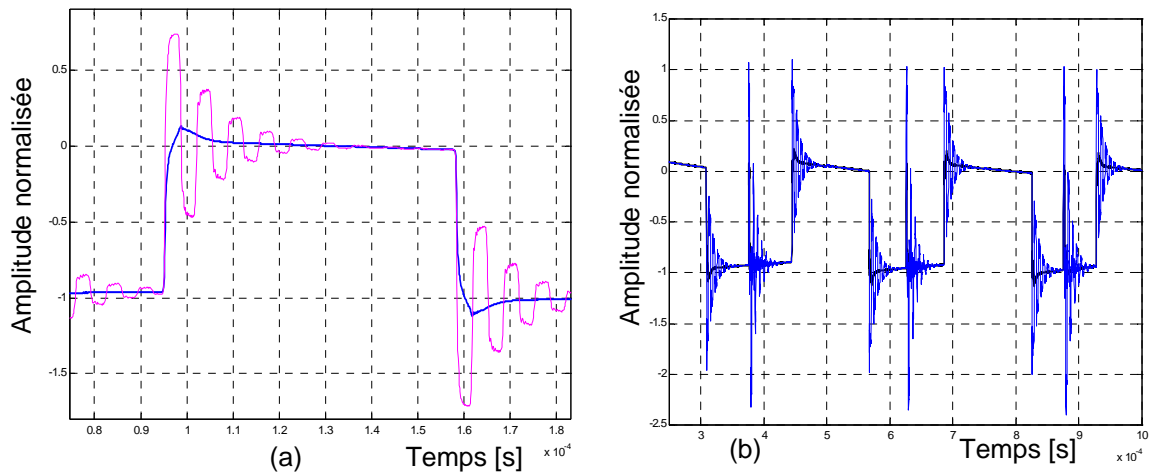


Figure VI.26. (a) Surtensions naturelles et après application du filtre (b) Les surtensions dangereuses sont éliminées par le *terminator*

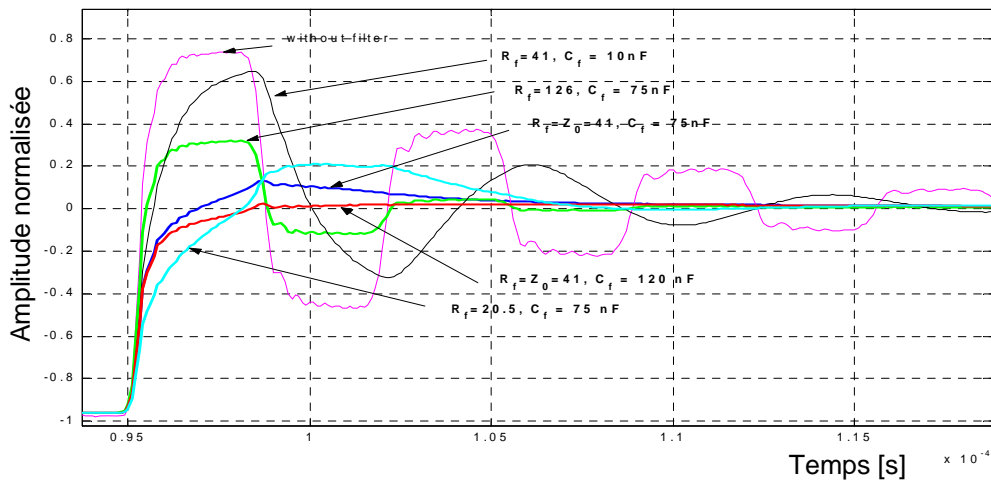


Figure VI.27. Simulation pour des dimensionnements différents du filtre

La Figure VI.26 montre l'effet direct de ce filtre sur les gradients de tension : les dV/dt sont complètement atténués. Nous prenons un exemple numérique :

- simulation pour le moteur LS7.5, câble blindé de 500 m
- filtre RC: $C_f = 75 \times 10^{-9}$; $R_f = \sqrt{L_0/C_0}$;
résultats (Tableau VI.6)

	Tension de pic	dV/dt
Sans filtre	1,8*E	167 V/ μ s
Avec filtre	1,09*E	253 V/ μ s

Tableau VI.6. Exemple numérique pour le filtre RC

C_f est calculé en optimisant par simulation le rapport pertes / surtension minimale de pic. A partir de plusieurs essais (Figure VI.27) il est possible d'optimiser les paramètres du filtre. Lorsque R_f augmente, la pente de l'oscillation diminue et lorsque C_f augmente, la tension de pic diminue.

Malgré son coût intéressant, le plus grand inconvénient du filtre est d'avoir une structure figée pour un câble donné. Dès que la longueur du câble change, le filtre doit changer aussi. De plus les courants de fuite ne diminuent pas beaucoup.

Self en sortie du variateur

Cette solution est apparemment la moins onéreuse et la plus simple (Figure VI.28). Elle est proposée de manière presque immédiate en industrie lorsqu'on rencontre des problèmes de surtension. Cependant la taille de la self inductance pèse beaucoup comme inconvénient. De plus, la self inductance réduit les performances sauf si on ajoute une résistance en parallèle avec l'inductance, ce qui diminue aussi la taille du filtre.

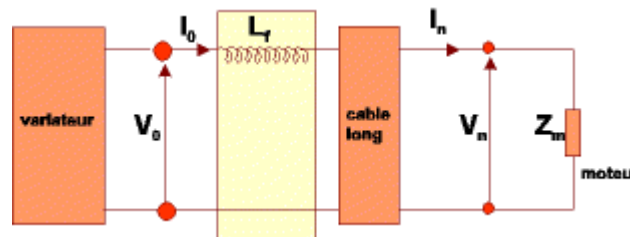


Figure VI.28. Self au variateur

Les simulations avec une inductance en sortie du variateur ($L_f=2$ mH) donnent un système très oscillant (l'amplitude des oscillations arrive à $4 \cdot E$). Les mesures expérimentales (Figure VI.29) montrent une réduction des dV/dt et de la surtension insignifiante, mais pas de système oscillant, car la résistance réelle de l'inductance n'est pas nulle. La diminution des surtensions varie donc en fonction de la température de l'inductance.

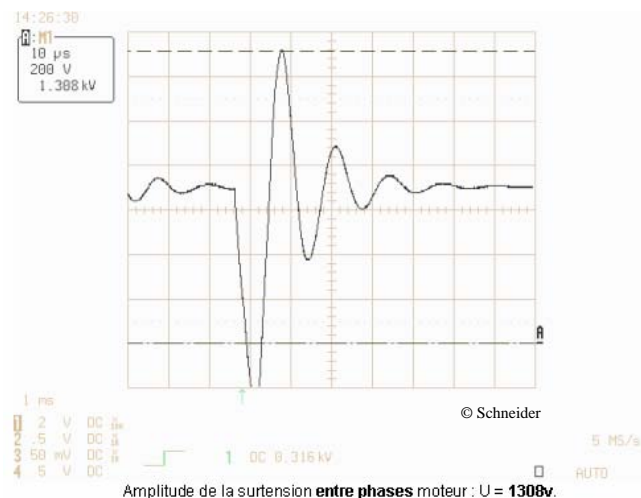


Figure VI.29. Surtension mesurée après application de l'inductance en sortie du variateur

Filtre RL en sortie du variateur

Une résistance ajoutée au filtre donné dans la section précédente peut changer complètement le comportement vis-à-vis des surtensions (Figure VI.30).

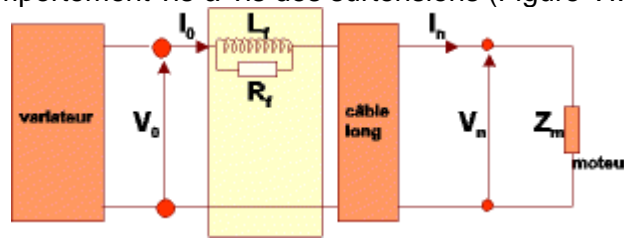


Figure VI.30. Filtre LR au variateur

La résistance R_f est mise en parallèle avec l'inductance pour dissiper. Nous montrons (Figure VI.31) les résultats de simulation avec $L_f=1$ mH et $R_f=47 \Omega$. Les valeurs utilisées dans ce chapitre pour les simulations sont des valeurs optimisées pour le cas donné.

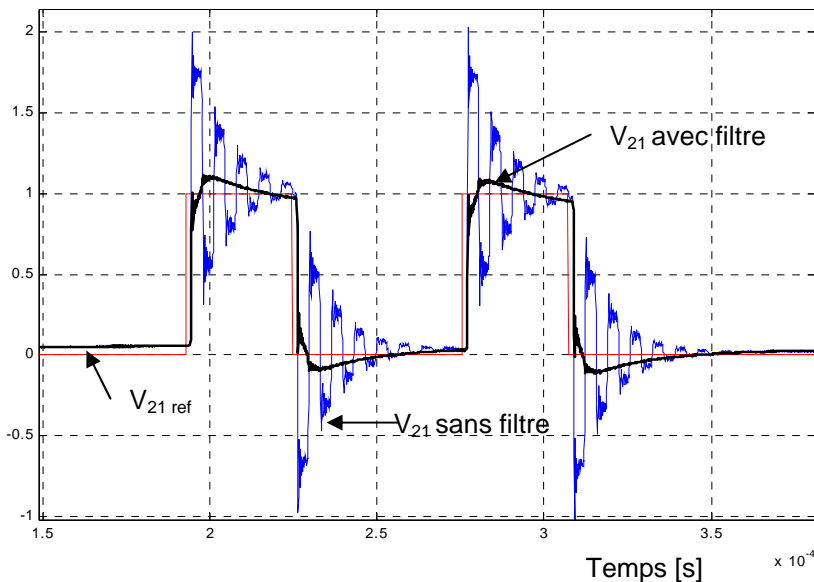


Figure VI.31. Résultats de simulation avec filtre de sortie RL au variateur

Les courants de fuite sont réduits d'une vingtaine de dB avec le filtre. Les résultats sur les surtensions sont meilleurs qu'avec L toute seule, car R_f dissipe. Le coût du filtre est plus petit que celui d'un *terminator* (RC) ou d'un filtre sinusoïdal en basse puissance et meilleur que le filtre sin en haute puissance.

Les pertes R_f sont proportionnelles à la longueur du câble. Plus le câble est long, plus le filtre est cher. Pour des très grandes longueurs de câble on n'obtient qu'une petite partie de la tension nécessaire aux bornes du moteur.

Le filtre RLC dV/dt au variateur ou au moteur

Les composants de ce filtre sont moins chers, mais ils sont en plus grand nombre.

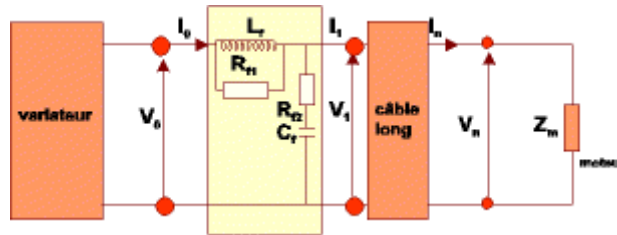


Figure VI.32. Filtre LRC au variateur

De manière simpliste on peut dire que c'est R_{f1} qui dissipe les Δi ; R_{f2} laisse passer plus ou moins de Δv par la capacité.

Le même filtre RLC, côté moteur, ne produit aucun effet sur les surtensions (Figure VI.33). Un filtre RLC donné peut être utilisé soit côté moteur, soit côté variateur, selon son dimensionnement.

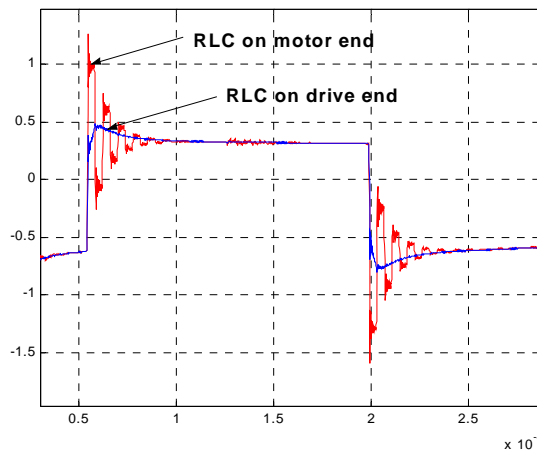


Figure VI.33. Résultats de simulation avec filtre RLC : $R_{f1}=40\ \Omega$, $R_{f2}=4000\ \Omega$, $L_f=556\ \mu H$, $C_f=47\ nF$

Les filtres RLC situés côté moteur ou côté variateur, dimensionnés de manière équivalente, produit presque le même effet sur les surtensions. Cependant au bout du variateur c'est l'impédance qui doit être plus importante, tandis qu'au bout du câble arrivant au variateur c'est la capacité qui doit être plus importante, ce qui augmente le prix du filtre.

Le filtre sinusoïdal LC

Le rôle premier d'un filtre sinusoïdal est de donner des formes d'ondes de tension et courant quasi-sinusoïdales (Figure VI.35). Implicitement, les surtensions n'apparaissent plus. Les avantages de ce filtre sont nombreux :

- diminution des pertes machine par l'amélioration des formes d'ondes (diminution de Δi)
- disparition des surtensions
- diminution des courants de fuite (amélioration notable du comportement CEM)
- réduction du bruit acoustique
- possibilité de réduire la f_{PWM} pour les mêmes performances en entraînement, donc diminution des pertes onduleur
- extension possible de la linéarité, car introduction d'un déphasage capacitif

Le filtre LC paraît la solution idéale à tous nos travaux (Figure VI.34). Cependant, un inconvénient majeur est son coût, suivi des instabilités qu'il introduit au niveau couple et vitesse dans certains cas de fonctionnement de la machine. Un grand problème est aussi le fait de ne pouvoir utiliser actuellement un filtre sinusoïdal que jusqu'à 600 m de câble. Le fonctionnement pourra être étendu jusqu'à 1 km, mais le filtre n'est plus garanti par le constructeur au-delà de cette longueur.

Vu le coût (plus faible que celui d'un filtre dV/dt pour les basses puissances - Tableau VI.5, mais plus grand que celui d'autres filtres) et tous les avantages énumérés ci-dessus, nous pouvons affirmer qu'une fois le problème d'instabilité résolu, ce filtre sera la solution optimale pour des longueurs petites et moyennes du câble.

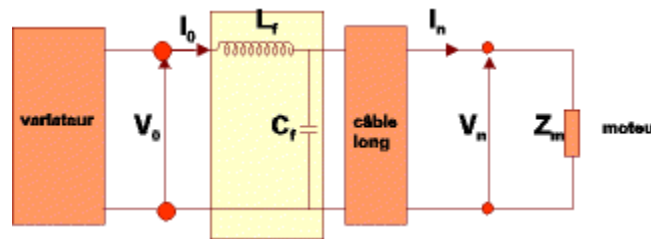


Figure VI.34. Filtre sinusoïdal au variateur

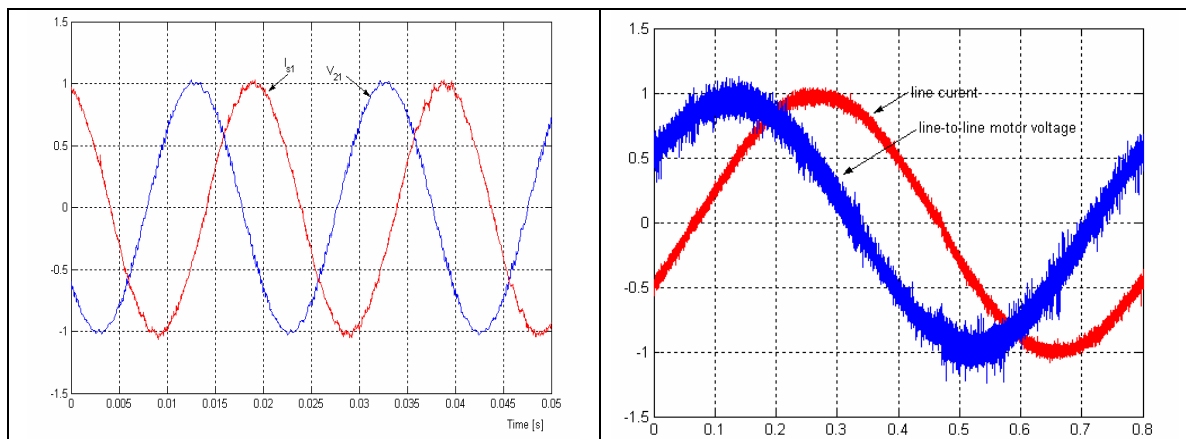


Figure VI.35. Tension et courant normalisés après application du filtre. Mesure avec ATB4, câble non-blindé de 4 m et filtre FN5010 Schaffner ($L_f=7.2$ mH, $C_f=1,5$ μF) : (a) $f_m=50$ Hz, (b) $f_m=1,25$ Hz

La fréquence de résonance du filtre est de l'ordre de grandeur de la f_{PWM} (dans le cas de la Figure VI.35 $f_{0 \text{ filtre}}=1531,5$ Hz). Ceci demande l'utilisation des fréquences f_{PWM} plus grandes ou plus petites (solution peu souhaitée) pour que la résonance du filtre n'augmente pas les raies du spectre d'harmoniques autour de la fréquence de découpage ou de ses multiples.

Nous montrons dans la Figure VI.36 un exemple d'effet sur les courants de mode commun d'un filtre sinusoïdal. FN530 est un filtre avec injection des courants au bus variateur et avec des capacités de mode commun en plus des capacités différentielles. Nous discutons plus largement sur les filtres sinusoïdaux dans la section suivante.

Les mesures des courants de fuite sont faites soit en utilisant un banc d'essai standard (Figure VI.37), soit à l'aide du banc dSpace (Annexe II) pour obtenir une image comparative entre différents cas.

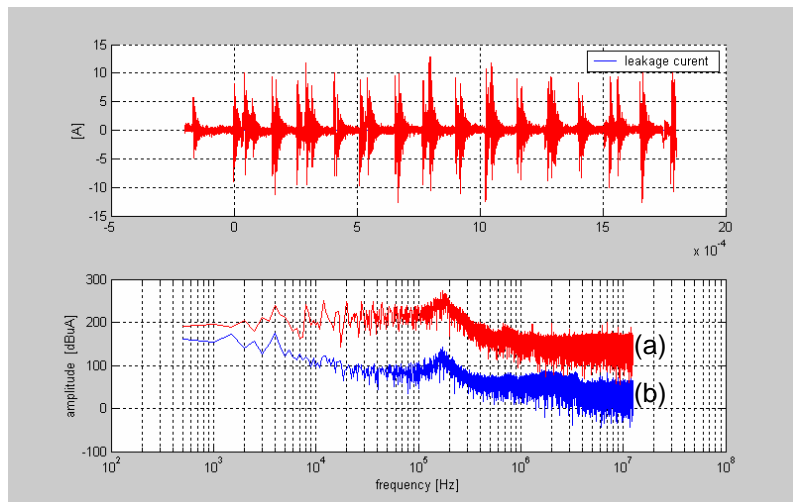


Figure VI.36. Comparaison des courants de fuite à la sortie du variateur avant (a) et après (b) l'utilisation du filtre Schaffner FN530-8-99



Figure VI.37. Configuration de mesure standard pour les courants de fuite (image partielle du banc) : filtre FN530 et variateur ATV58

VI.4.3. Le filtre sinusoïdal : conditions d'utilisation

Les filtres sinusoïdaux peuvent être divisés en deux catégories :

- les filtres sinusoïdaux différentiels (Figure VI.38). Ceux-ci n'interviennent que sur les formes d'ondes des courants et des tensions et implicitement sur les courants de fuite, ce qui fait que la réduction de ceux derniers est très faible (quelques dB)
- les filtres sinusoïdaux avec mode commun (Figure VI.39 ou Figure VI.40). Ils utilisent des capacités Y qui diminuent les di_{mc}/dt (Figure VI.36, réduction de 100 dB μA).

A priori, le filtre différentiel ne produit pas des effets secondaires sur l'ondulation du couple lors de son utilisation dans la chaîne variateur-câble-moteur. Cependant, comme il ne réduit pas les courants de mode commun, il n'est pas intéressant du point

de vue CEM. Le filtre avec mode commun est très intéressant, mais les instabilités qu'il introduit surtout en basse vitesse dans certains cas peuvent entraîner l'arrêt du moteur.

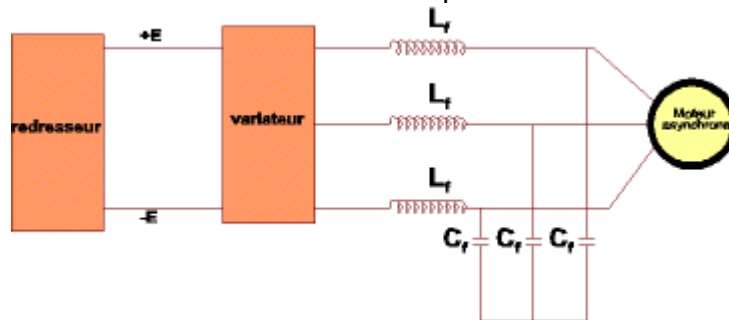


Figure VI.38. Filtre LC différentiel

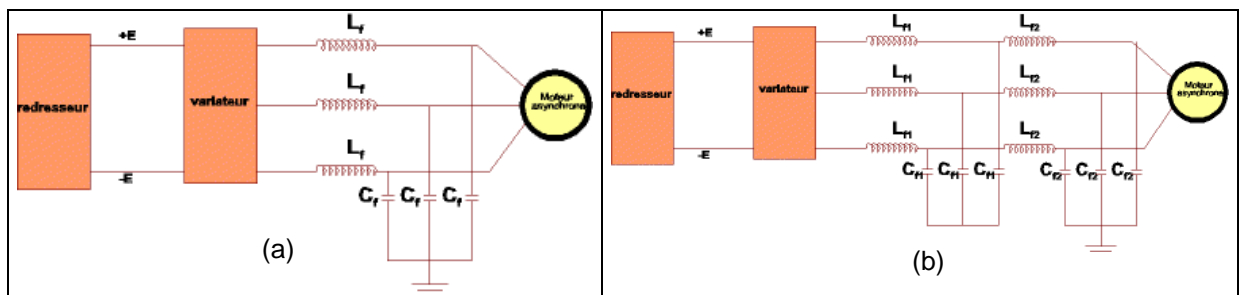


Figure VI.39. Filtre sin de mode commun (a) configuration impossible pour les puissances utilisées (b) composé avec LC différentiel

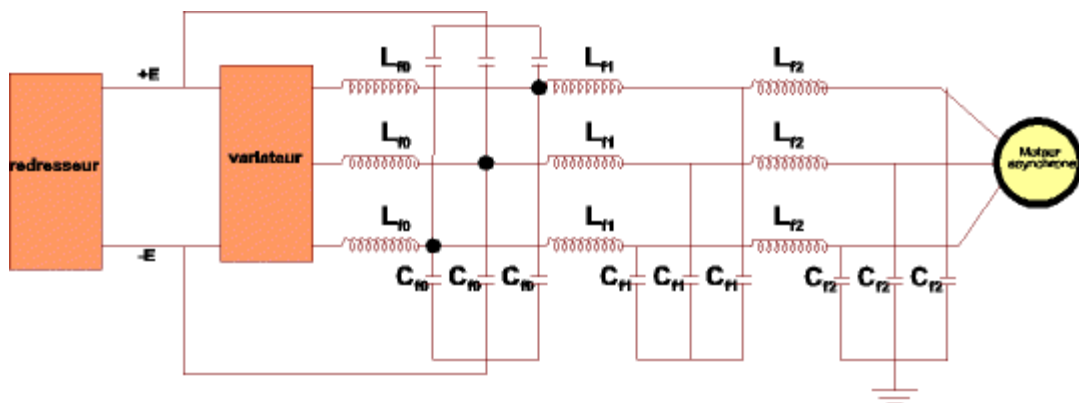


Figure VI.40. Filtre sin de mode commun avec injection de bus (FN530)

Comparaison entre le filtre différentiel et avec mode commun

Plusieurs dizaines de mesures ont été faites par le Service Electronique de STIE ou par nous pour évaluer ces types de filtre du point de vue CEM d'un côté et du point de vue ondulation du couple d'un autre côté.

Les mesures sont faites en utilisant :

- le filtre LC différentiel Schaffner FN520-8-29
- le filtre LC différentiel Schaffner FN5010 (configuration mécanique différente par rapport au FN520)
- le filtre LC différentiel + mode commun + re-injection du courant dans le bus FN530-8-99
- les filtres FN5010+FN5030 \Leftrightarrow filtre FN530

Les résultats concernant les courants de fuite mesurés dans plusieurs points au variateur ou au moteur ont montré que les améliorations apportées par les filtres FN520 ou le filtre FN5010 ne sont pas significatives, tandis que les filtres FN530 ou FN5010 associé à FN5030 il y a une différence de plus de 100 dB μA (Figure VI.36). L'échelle utilisée en dB μA est l'échelle standard obtenue pour un gain en dB rapporté à chaque microampère du courant.

Nous donnons plus de détails sur le comportement en entraînement du système variateur-filtre-câble-moteur. Nous comparons le filtre différentiel FN5010 avec le fonctionnement utilisant le filtre avec mode commun et injection dans le bus FN530. Le calibre des filtres est le même (8 A). Nous utilisons un câble blindé de 130m et un câble blindé de 4 m.

Les figures suivantes présentent les écarts type du couple C_{em} mesuré avec un couplemètre et de la vitesse de rotation mécanique.

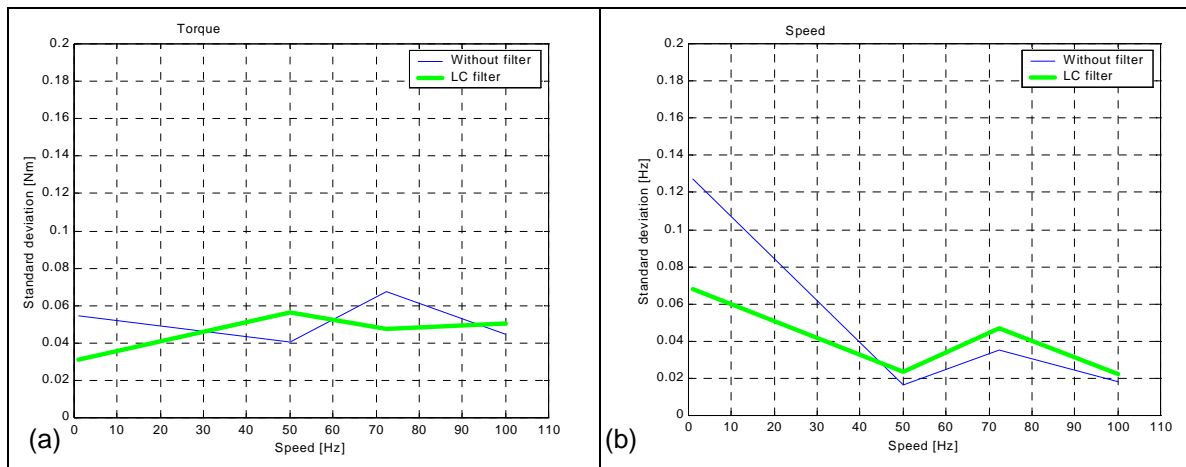


Figure VI.41. Ecart type du couple (a) et de la vitesse (b) pour le fonctionnement avec et sans filtre FN5010 avec une MLI aléatoire à vide, câble de 130 m

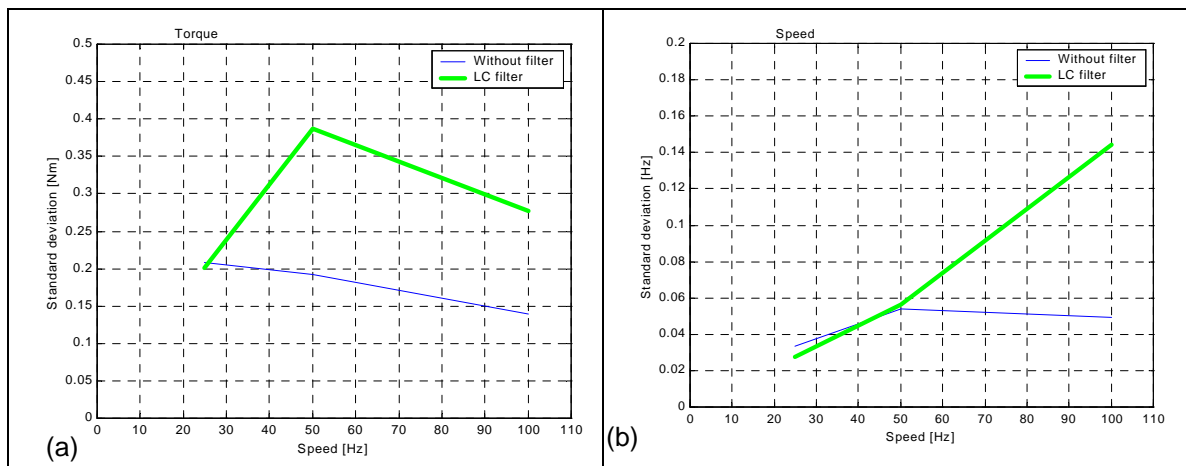


Figure VI.42. Ecart type du couple (a) et de la vitesse (b) pour le fonctionnement avec et sans filtre FN5010 avec une MLI triphasée à charge nominale et un câble de 130 m

Avec le filtre différentiel FN5010 il y a une faible augmentation de l'ondulation du couple et de la vitesse à la vitesse nominale et en survitesse (Figure VI.41, Figure VI.42). Avec le filtre FN530 (Figure VI.43, Figure VI.44, Figure VI.45), l'écart type est tellement

grand qu'il se traduit par un décrochement de la machine surtout à basse vitesse (Figure VI.46).

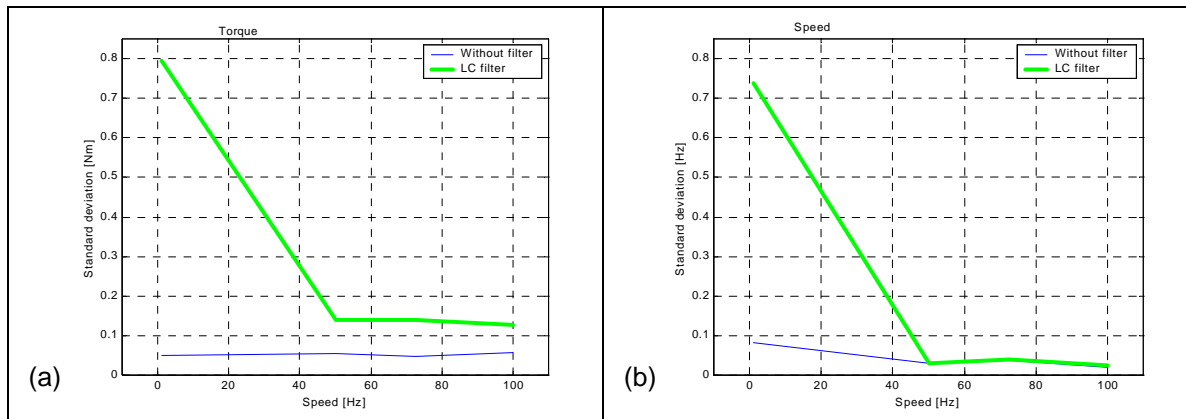


Figure VI.43. Ecart type du couple (a) et de la vitesse (b) pour le fonctionnement avec et sans filtre FN530 avec une MLI triphasée à vide, câble de 130 m

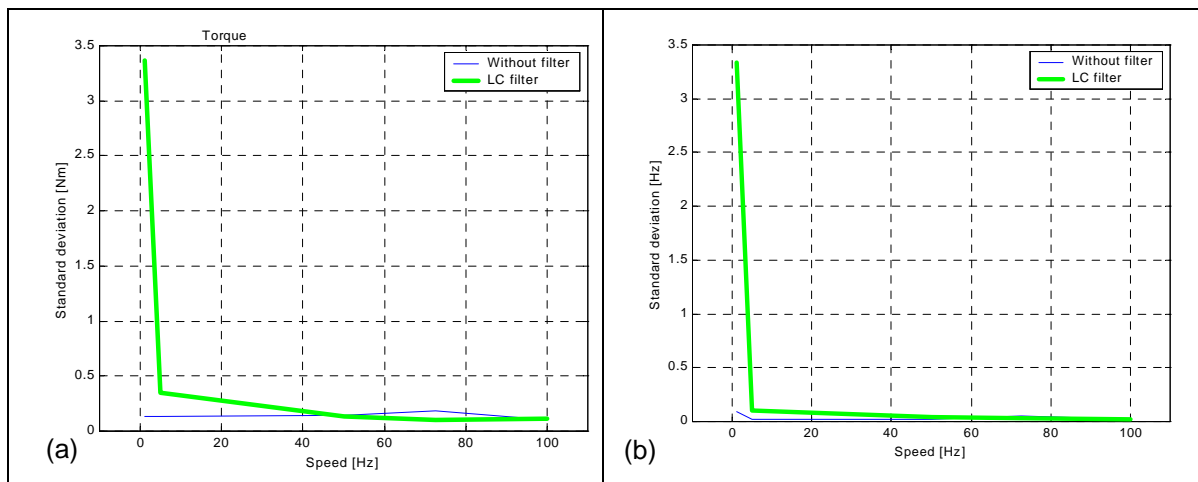


Figure VI.44. Ecart type du couple (a) et de la vitesse (b) pour le fonctionnement avec et sans filtre FN530 avec une MLI triphasée à vide, câble de 4 m

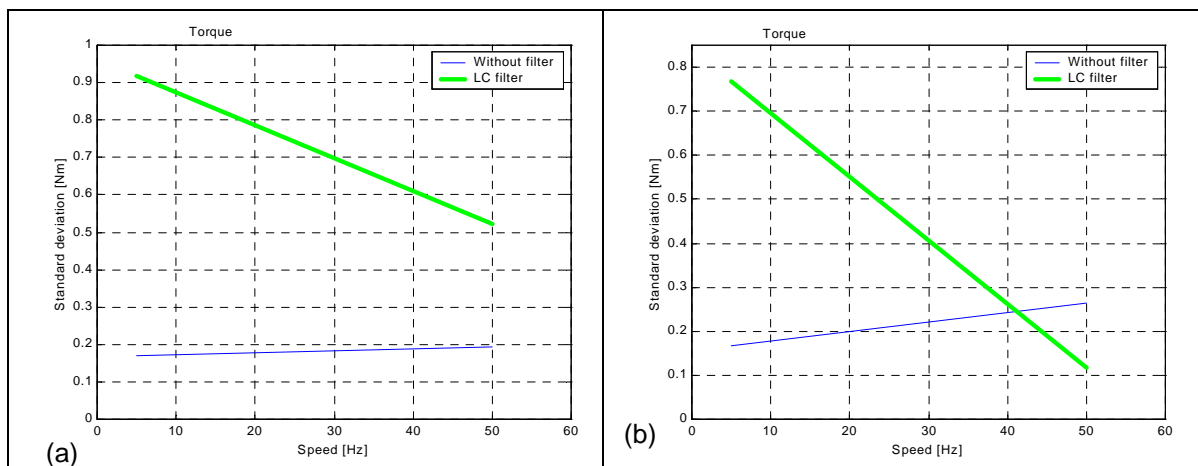


Figure VI.45. Ecart type du couple pour un câble de 130 m (a) et du couple pour un câble de 4 m (b) pour le fonctionnement avec et sans filtre FN530 avec une MLI triphasée à charge nominale

Le moteur n'a plus un fonctionnement stable dès qu'on place le filtre avec mode commun, ce qui est montré par le comportement du couple (Figure VI.46).

Deux solutions sont envisagées :

- ajouter une boucle de régulation de la tension, ce qui implique 3 capteurs de tension non prévus dans les applications industrielles
- compenser dans le logiciel d'entraînement du variateur le déphasage introduit par le filtre.

Cette dernière solution n'est pas immédiate. Sa mise en place suppose la prise en compte de toute la partie commande de la machine. Cette solution ouvre aussi un autre chantier que nous n'avons pas pu démarrer.

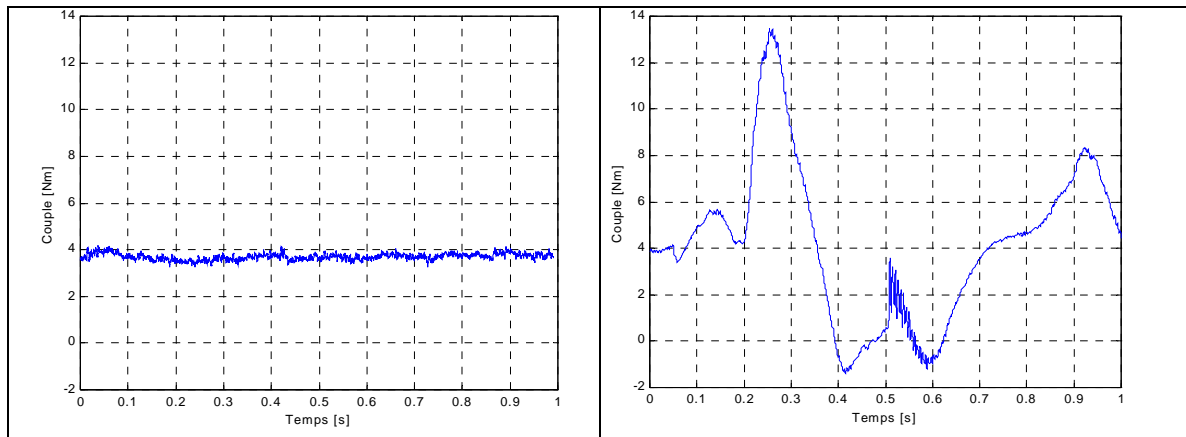


Figure VI.46. Couple mesuré à $f_m=1$ Hz, pour une MLI triphasée sur l'ATB4 en utilisant un câble de 4 m (a) sans filtre (b) avec filtre FN530

Filtre avec régulation de tension

Le comportement du moteur est mauvais ou instable dans les situations suivantes:

lorsqu'on utilise un filtre LC différentiel à grande vitesse et en survitesse

lorsqu'on utilise un filtre LC avec mode commun à basse et moyenne vitesse

(Figure VI.42, Figure VI.43, Figure VI.44, Figure VI.45, Figure VI.46).

Le fonctionnement du variateur peut être adapté à l'utilisation d'un filtre de sortie avec une boucle de régulation supplémentaire. Au schéma général de la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**, il faut ajouter 3 retours tension. Pour ne pas encombrer la figure nous avons dessiné un seul retour.

Les travaux sont en cours notamment pour l'utilisation d'un filtre LC de mode commun à basse vitesse. Nous présentons ci-dessous quelques résultats non-optimisés montrant le principe utilisé et son impact sur le système.

Un schéma de régulation en tension est indiqué sur la Figure VI.47. Pour ne pas encombrer la figure nous n'avons montré qu'un seul bloc de régulation au lieu de trois. Des régulations en dq ou en triphasé sont possibles. La mesure de tension après le filtre et avant le câble est souhaitable, car sinon, des câbles de mesure très longs doivent être prévus (situation de la Figure VI.47). L'analyse est en cours.

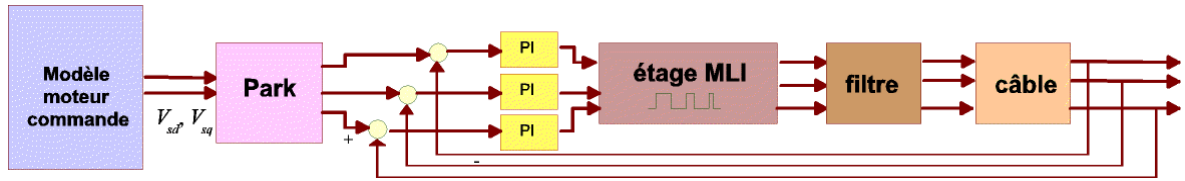


Figure VI.47. Boucle pour la régulation de la tension de ligne

Des améliorations sont apportées par la régulation proposée (Figure VI.47) à $f_m=50$ Hz en charge (Figure VI.48) dans le cas du filtre LC différentiel. Nous utilisons en simulation les paramètres du LS0.55 et d'un câble de 130 m blindé.

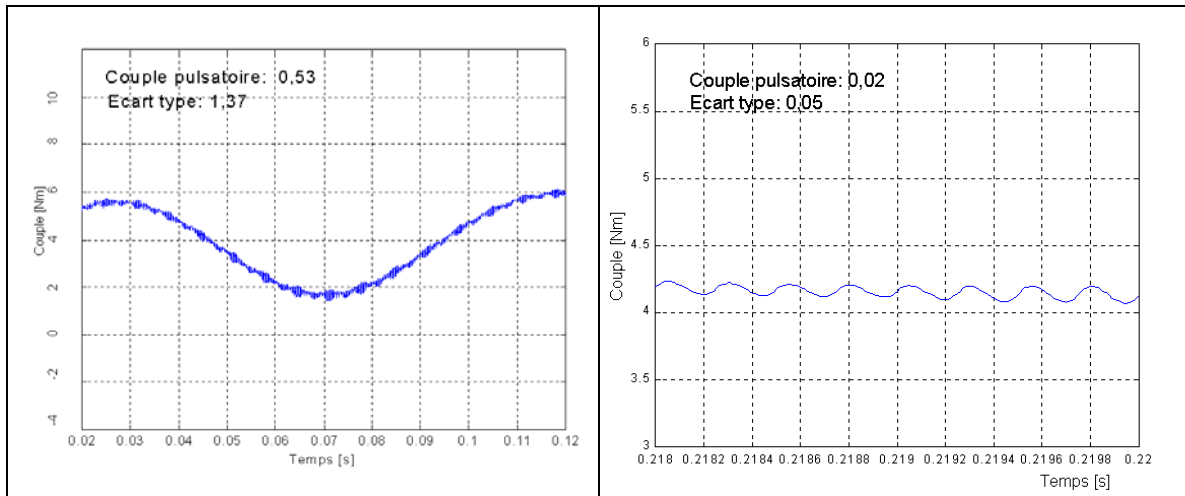


Figure VI.48. Ondulations du couple avant et après régulation. Simulation

Le régulateur PI a les paramètres suivants :

$$(VI.37) \quad K_i = \frac{1}{10 \cdot \sqrt{L_f C_f}}$$

$$(VI.38) \quad K_p = \sqrt{L_f C_f} \cdot K_i$$

Les formes d'onde des tensions sont améliorées (Figure VI.49).

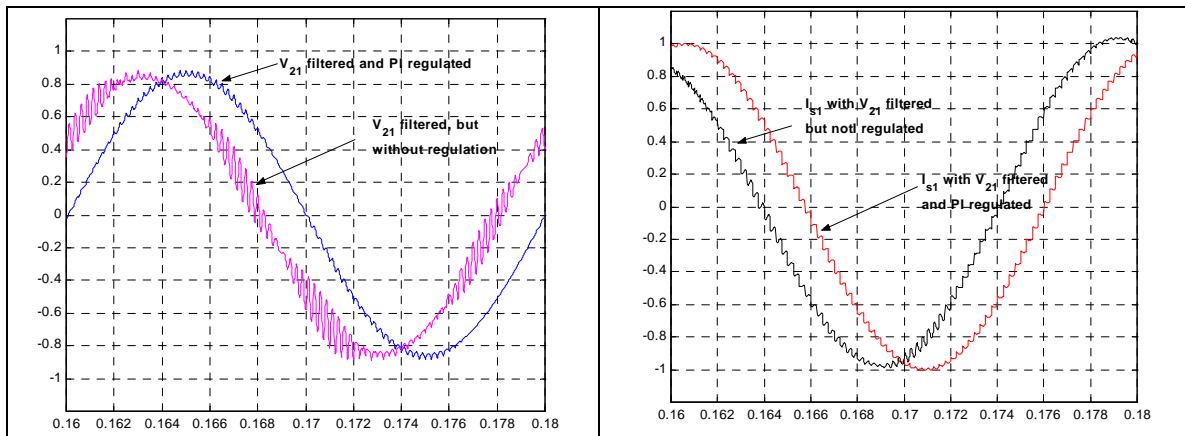


Figure VI.49. Tensions V_{21} et courants I_{s1} avant et après régulation. Simulation

VI.5. Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre que les surtensions dangereuses apparaissent lors de l'association des câbles longs au système variateur-moteur dans certains cas d'alimentation par étage MLI.

Les surtensions dangereuses peuvent être éliminées en gérant les impulsions de la MLI ou en ajoutant un filtre de sortie au variateur.

La première solution, appelée « solution logiciel », n'est pas coûteuse, mais des limites d'application existent, notamment à cause de l'introduction d'une erreur sur la tension moyenne. Nous avons étudié plusieurs algorithmes qui optimisent soit l'erreur de tension (qui se traduit par un couple oscillatoire), soit la taille mémoire. Les deux derniers nécessitent une identification en ligne du câble (Annexe III confidentielle).

La deuxième solution, appelée « solution matériel », suppose l'utilisation d'un composant supplémentaire à la chaîne d'entraînement existante, ce qui diminue son intérêt. L'utilisation des filtres de sortie est cependant très intéressante lorsque plusieurs critères sont améliorés : le filtre sinusoïdal a de nombreux avantages comme la réduction du bruit acoustique, des pertes machine, des courants de fuite, au-delà de l'élimination des surtensions dangereuses.

Un premier inconvénient est la limitation de l'utilisation du filtre à 600 m de longueur de câble. Un deuxième inconvénient est le couple oscillatoire introduit par l'utilisation d'un filtre sinusoïdal avec mode commun dans différents cas de variation de la vitesse. Ce deuxième inconvénient peut être éliminé par l'ajout d'une boucle de régulation de la tension ou par la compensation du déphasage que le filtre introduit, déphasage qui est à la base du mauvais fonctionnement. Le retour tension est une solution validée en simulation et en cours d'analyse.

Le problème des surtensions a des solutions assez simples. La plus grande partie du travail consiste cependant à identifier l'origine de ce danger qui peut détruire le moteur. Ceci a été fait par la modélisation complexe du câble par deux méthodes (paramètres RLCG ou ligne de transmission) en plus de la modélisation de la partie HF moteur. Le modèle simplifié pourra être enrichi par la modélisation de l'effet de peau.

CONCLUSION GENERALE

Malgré le caractère apparent de la MLI, son étude est complexe et touche à plusieurs domaines d'activité : l'électronique, le traitement du signal, l'acoustique, l'automatique ou la CEM. Cette fonction qui lie pratiquement le variateur au moteur ne peut pas être vue de manière singulière. L'étude de la MLI se traduit par l'étude de plusieurs sous-systèmes dans lesquels la MLI joue le rôle essentiel.

Nous avons ainsi traité plusieurs problèmes actuels qui créent des ensembles assez distincts :

- le problème de la *réduction des pertes* onduleur fait partie d'un système simple : l'électronique du pont onduleur et sa commande triphasée à travers l'étage MLI. A priori, on pourrait retirer le moteur de ce système si les tensions fournies respectent la référence fixée. Cependant, il est impossible d'étudier les stratégies MLI de réduction des pertes onduleur sans connaître leur impact sur les courants du moteur, par exemple. C'est pour cette raison que le sous-système s'agrandit par l'addition du moteur et d'une loi de commande simple
- le problème de la *réduction du bruit acoustique* du moteur est peut-être le plus complexe de tous : l'acoustique est liée à la mécanique du moteur excité non seulement par une alimentation qui n'est pas sinusoïdale, mais aussi par la rotation du rotor même. Vu la sensibilité différente de l'individu humain au bruit acoustique, le sous-système dont on parle dans le cadre de ce problème est constitué par la structure du moteur en principal, par l'étage MLI et par l'oreille humaine. Pour simplifier ceci, nous avons adopté une stratégie d'étude pragmatique où nous ne tenons pas compte de la structure détaillée du moteur. A partir de l'**effet** de la MLI sur le moteur dans sa globalité, on essaye de trouver **la cause** et **le moyen** d'agir
- le problème des *surtensions dangereuses* fait partie d'un ensemble qui contient principalement le câble long, le moteur (par son impédance) et l'étage MLI. Ce sous-système s'élargit lors de la proposition d'une solution « matériel » contre les surtensions, solution qui implique l'utilisation d'un filtre de sortie au variateur. Dans le cas des surtensions, le sous-système n'est pas trop complexe. Les solutions sont presque ludiques. Le travail est pratiquement constitué par l'identification de **la cause** des surtensions.

La vision d'ensemble de la MLI demande le regroupement de ces sous-systèmes par leur interconnexion. La question qui s'est posée constamment a été de trouver une unique stratégie MLI qui satisfait tous les 3 critères de performance énumérés ci-dessus. C'est en fait cette interconnexion qui s'avère très difficile à faire, car il s'agit d'une matrice ou plutôt d'un maillage tri-dimensionnel, dont les axes sont : les problèmes à résoudre (Figure II.54), les stratégies MLI existantes et les degrés de liberté de la MLI (section II.5).

Le premier travail à faire a été de constituer ce maillage : quelle stratégie convient à quel critère et de quels degrés de liberté on dispose ? A qui peuvent-ils être appliqués ? Dans quel but ?

Une nouvelle stratégie MLI proposée ou seulement les modifications d'une stratégie changent la configuration de ce maillage, sa reconstitution étant chaque fois assez lourde. Prenons un exemple : à la stratégie GDPWM, proposée comme optimale pour la réduction des pertes par commutation onduleur, nous pouvons rajouter une porteuse aléatoire pour réduire le bruit acoustique. Est-ce que le gain en réduction des pertes reste le même ? Une re-évaluation de la méthode est demandée. Est-ce que la nouvelle stratégie GDPWM porteuse aléatoire ne va pas augmenter la probabilité que les surtensions dues aux câbles longs apparaissent ? Est-ce qu'on pourra toujours appliquer un des algorithmes contre les surtensions ? Est-ce que les courants de fuite ne sont pas augmentés ? Tout ceci est à vérifier... Si au parcours de la vérification, nous nous rendons compte qu'un autre degré de liberté, la fréquence f_{PWM} , est mieux adapté au but de réduire le bruit acoustique avec une GDPWM, est-ce que ce n'est pas mieux de commuter vers cette nouvelle maille ?

C'est toujours pour cette raison que même la présentation des résultats obtenus dans le cadre de nos travaux a eu une structure matricielle : des stratégies se trouvant dans un chapitre se retrouvent dans un autre, mais d'un autre point de vue. La conclusion actuelle est l'occasion de grouper et de classer les stratégies MLI en fonction de tous les critères de performance que nous avons choisis.

Globalement, pour réduire les pertes onduleur, la GDPWM est la stratégie optimale. Comme le déphasage entre le courant et la tension est assez difficile à estimer en pratique dans le cadre d'une logique entraînement variateur, deux stratégies sous-optimales sont proposées : la DPWMMIN et la DPWM1. La stratégie DPWMMIN est utilisée dans un nouveau variateur Schneider : l'ATV11.

Pour « réduire » le bruit acoustique, les stratégies aléatoires sont la solution optimale. En fait, nous avons montré qu'il ne s'agit pas d'une réduction de la puissance acoustique, mais d'un changement aléatoire de tonalité qui rend le bruit plus agréable. Il y a beaucoup de possibilités d'obtenir une MLI aléatoire : par la fréquence f_{PWM} , par la porteuse ou par la modulante. En fonction du matériel dont on dispose, une solution peut être mieux adaptée qu'une autre. N'y a-t-il cependant une possibilité de prédiction des harmoniques de tension les plus bruyantes pour modifier en conséquence la stratégie MLI pour les éliminer sans utiliser les techniques aléatoires ? Nous avons montré qu'une relation directe entre le spectre du bruit acoustique et le spectre des tensions simples machine existe. Cependant sa matérialisation sous forme simple est en cours.

Pour réduire les surtensions dues aux câbles longs associés au système variateur-moteur nous avons premièrement proposé plusieurs algorithmes applicables à toute stratégie MLI. Ces algorithmes prennent en compte les positions relatives des impulsions MLI et le modifient pour diminuer la probabilité que les surtensions se superposent. C'est en fait cette superposition des surtensions naturelles dues aux câbles longs qui devient dangereuse lors de sa répétition. Deuxièmement, nous avons proposé de réagir directement sur les surtensions naturelles pour les diminuer à l'aide des filtres de sortie dv/dt ou sinusoïdaux. Ces derniers semblent la solution optimale. Même si le filtre sinusoïdal paraît nous éloigner de l'objet de notre étude, la MLI, c'est toujours cette fonction de modulation qui demeure l'élément essentiel du sous-système. Sa modification agit directement sur l'utilisation et la structure du filtre. Ainsi, la fréquence f_{PWM} , par

exemple, impose la fréquence de résonance du filtre, donc sa structure et son dimensionnement.

Le filtre sinusoïdal avec mode commun est la solution mieux adaptée à une grande majorité de nos problèmes. Cependant, pour que le variateur puisse fonctionner sans changement de comportement, une régulation des tensions est envisagée. Le travail continue...

La nouvelle stratégie FMPWM est proposée pour réunir plusieurs critères de performance. A partir de l'idée de la RPWM (MLI fréquence aléatoire) élaborée pour réduire le bruit acoustique, des améliorations sont proposées pour réduire les pertes onduleur, pour améliorer les ondulations du courant ou pour empêcher le premier cas d'apparition des surtensions dangereuses. Un algorithme optimisé qui prend en compte tout ceci est envisageable.

On peut dire aussi, qu'une GDPWM porteuse aléatoire avec algorithme contre les surtensions peut satisfaire tous les trois critères que nous nous sommes imposés : réduction des pertes (méthode optimale pour ce critère), réduction du bruit (car MLI aléatoire), réduction des surtensions (car application de l'algorithme). La mise en pratique de cette idée complète implique l'utilisation des dispositifs électroniques spécifiques, donc il n'est pas facile de l'implanter directement dans un des variateurs actuels de Schneider Toshiba Inverter Europe.

Plusieurs méthodes simplifiées ont été envisagées pour faciliter leur implémentation sur un variateur, comme la DPWMMIN, méthode sous-optimale pour la réduction des pertes onduleur qui facilite la reconstruction des courants de ligne mesurés et optimise le bruit acoustique des méthodes MLI deux-phases.

Au-delà de l'étude d'évaluation et de conception des stratégies MLI particulières, une partie importante du travail a été dédiée à la généralisation de la fonction de modulation d'un onduleur de tension deux-niveaux. Cette généralisation comporte d'un côté une synthèse algébrique des stratégies MLI et, d'un autre côté, le regroupement des stratégies existantes ou proposées en fonction de leurs degrés de liberté ou de leurs caractéristiques communes. Ainsi, deux classifications tenant compte du « mouvement du neutre » et de la technique de réalisation ont été proposées.

On pourra dire que l'élément clé de toute cette étude est la tension du neutre V_{N0} (« zero-voltage »). Par le neutre on découvre les stratégies deux-phases, à l'aide du neutre la MLI modulante aléatoire améliore le bruit acoustique et toujours par le « mouvement du neutre » on améliore les algorithmes contre les surtensions. Il est le degré de liberté le plus riche.

Même si nous avons toujours l'impression que des sujets comme la MLI sont déjà classés, car obsolètes, l'évolution technologique change continûment les sous-systèmes dans lesquels la MLI intervient, en lui rendant des significations toujours différentes. Tenant compte du travail qui reste à faire sur la MLI, on ose dire que le sujet est loin d'être épuisé.

BIBLIOGRAPHIE

- [ALEXANDER93] D.R. Alexander, S.M. Williams, "An optimal PWM algorithm implementation in a high performance 125 kVA inverter", Proc. APEC '93, pp.771-777
- [ARNEDO02-1] L. Arnedo, K. Venkatesan, "Conducted EMI and Over-voltage Investigation in a PWM Inverter Fed Induction Motor Drives", CPES, 2002
- [ARNEDO02-2] L. Arnedo, K. Venkatesan, "High Frequency Induction Motor Model for EMI and Over-Voltage Studies", CPES, 2002
- [ASTLALCK97] A. Astfalck, D. Pulle, J. Lai, "Prediction of Transient Stator Force Distribution of Inverter Driven Induction Motors", Australasian Universities Power Engineering Conference, Sydney, Australia, 29 Sep.-1 Oct. 1997
- [BAKHSHAI2000] A.R. Bakhshai, G. Joos, P.K. Jain, H. Jin, "Incorporating the Overmodulation range in Space Vector Pattern Generators Using a Classification Algorithm", IEEE, 2000
- [BECH96] M.M. Bech, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "Random Modulation Techniques in Power Conversion – an update", PEMC'96, Vol.3, pp. 357-365, 1996
- [BECH2000] M.M. Bech, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, "Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 4, July 2000
- [BENNETT92] G. Bennett, G. Gulalo, "The quiet machine requires good acoustic design", Motion Tech Trend, PCIM, May 1992, pp.45-50
- [BIDAN01] P. Bidan, T. Lebey, G. Monseny, C. Neacsu, J. Saint-Michel, "Transient voltage distribution in inverter fed motor windings: experimental study and modeling", IEEE transactions on Power Electronics, Vol.16, No.1, Jan.2001, pp.92-99
- [BIGRET80] R. Bigret, « Vibrations des machines tournantes et des structures » (4 tomes), Technique et Documentation, Paris, 1980
- [BOGLIETTI99] A. Boglietti, E. Carpaneto, "Induction Motor High Frequency Model", 34th IAS Annual Meeting, 1999, pp. 1551-1558, vol. 3
- [BOGUS99] C. Bogus, S. Birca, "New synthesis method for PWM control strategies", EPE Lausanne, 1999
- [BOSE90] B.K. Bose, "An Adaptative Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37, No.5, Oct. 1990, pp.402-408
- [BOWES75] S.R. Bowes, B.M. Bird, "Novel Approach to the Analysis and Synthesis of Modulation Processes in Power Converters", Proceedings of IEE, Vol.122, No.5, 1975, pp.507-513

- [BOWES85] S.R. Bowes, M.I. Mech, A. Midoun: "Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives", IEE proceedings, Vol. 132, No. 3, pp. 133-148, May 1985
- [BOYS90] J.T. Boys, P.G. Handley, "Harmonics analysis of space vector modulated PWM waveforms", IEE Proceedings, Vol.137, Pt. B, No.4, July 1990
- [BROECK88] H. van der Broeck, H.C. Skudelny, G.V. Stanke: "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 1, Jan-Feb.1988
- [BROECK91] H. van der Broeck, "Analysis of the harmonics in voltage fed inverter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation", EPE, 1991
- [BROECK92] H. van der Broeck, "Analysis of the voltage harmonics of PWM fed inverters using high switching frequencies and different modulation functions", ETEP, 1992
- [BRÜEL84] Brüel&Kjaer, « Mesures acoustiques », Jun. 1984
- [BRÜEL86] Brüel&Kjaer, « Sound intensity », July 1986
- [BUJA75] G. Buja, G. Indri, "Improvement of pulse width modulation techniques", Archiv für Elektrotechnik, 57, pp. 281-289, 1975
- [BUNZEL94] E. Bunzel, H. Osterthun, „Niederspannungs-Asynchronmotoren am Zwischenkreis-Umrichter“, Technische Änderungen vorbehalten, pp.2-7, 1994
- [CACCIATO99] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, A. Testa, "Reduction of Common-Mode Currents in PWM Inverter Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, No.2, March/Apr. 1999
- [CAPITANEANU99] S.L. Capitaneanu, "Etude d'une stratégie de contrôle de fréquence et de diminution du bruit audible d'une commande DTC. Comparaison avec la commande vectorielle", rapport de DEA ENSEEIHT – Schneider Electric, sep. 1999
- [CAPITANEANU01] S.L. Capitaneanu, B. de Fornel, M. Fadel, J. Faucher, A. Almeida, "General and Algebraic Synthesis for PWM Methods", EPE Journal, vol. 11, No. 3, 2001, pp. 16-28
- [CAPITANEANU02] S.L. Capitaneanu, B. de Fornel, M. Fadel, F. Jadot, F. Malrait, "Reduction of Over-voltage Transients Resulting from PWM AC Motor Drive using Long Cables", Electrimacs, Montreal, Canada, 2002
- [CASADEI99] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, "Analysis of the current ripple in induction motor drives controlled by SVM technique", EPE, 1999
- [CHAPUIS95] Y.A. Chapuis, C. Pelissou, D. Roye, « Direct Torque Control of induction machine under square wave conditions », IEEE, 1995
- [CHEN96] S. Chen, T.A. Lipo, "Source of Induction Motor Bearing Currents Caused by PWM Inverters", IEEE transactions on Energy Conversion, Vol.11, No.1, March 1996

- [CONRATHS99] H.J. Conraths, F. Giessler, H.D. Heining, "Shaft voltages and bearing currents - new phenomena in inverter driven induction machines", EPE, Lausanne, 1999
- [COVIC98] G.A. Covic, J.T. Boys, "Noise Quieting with Random PWM AC Drives", IEE Proceedings for Electric Power Applications, Vol.145, No. 1, Jan. 1998
- [CREIGHTON79] C.K. Creighton I.R.. Smith, A.F. Mergen, "Loss Minimisation in 3-phase Induction Motors with PWM Inverter Supplies", EPA, 1979
- [DARNELL01] H.D. Lee, S.K. Sul, "A PWM Strategy for Reducing Ground-to-Stator Neutral Voltage in AC Motor Drives", Darnell Group
www.powerpulse.net/powerpulse/archive/pdf/aa_012901b.pdf
- [DASTFAN2000] A. Dastfan, V.J. Gosbell, D. Platt, "Control of a New Active Power Filter Using 3-D Vector Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No.1, Jan.2000
- [DEPENBROCK77] M. Depenbrock, "Pulse width control of a 3-phase inverter with non-sinusoidal phase voltage", Int. Semiconductor Power Converter Conference, IEEE IAS, 1977, pp.399-403
- [DOVAL97] J. Doval, A. Nogueiras, L. Eguizabal, A. Lago, C.M. Penalver, "Improving PWM in order to get a silent AC Motor", IEEE, ISIE, 1997, Guimarães, Portugal
- [DURANTAY2000] Durantay, L. Laurent, F. Messin, Y. Kromer, V., "Large Band Reduction of Magnetic Vibration of Induction Machines with *Breaking of Impedance* Interface", IEEE Industry Applications, Jul.-Aug. 2000, Vol.36, No.4, pp.1126-1131
- [ESCANED1100] P. Escané, J-M. Escané, « Réseaux électriques linéaires à constantes réparties », Techniques de l'Ingénieur, section D 1 100, pp. 1-18
- [ESCANED70] J-M. Escané, P. Bastard, « Etude d'un circuit à constantes réparties. Réseaux électriques linéaires », Techniques de l'Ingénieur, section D70, pp. 1-17
- [FANTON2000] Jean Pierre Fanton, « Etat de la normalisation internationale », EDF / ECP, 2000
- [FLORICAU99] D. Floricau, « Stratégies de commande pour les convertisseurs statiques de puissance », rapport de stage , LEEI Toulouse, 1999
- [FRITZ21] H. Fritz, "Noise in electrical machines", Archiv für elektrotechnik, 10, 1921
- [FUKUDA90] S. Fukuda, Y. Iwaji, H. Hasegawa, "PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current", IEEE – PE, 1990
- [FUKUDA97] S. Fukuda, K. Suzuki, "Harmonic Evaluation of Two Level Carrier-Based PWM Methods", EPE, 1997
- [GARCIA95] Garcia, C. Lesbroussart, "Une nouvelle stratégie de modulation du vecteur d'espace par un onduleur de tension: la stratégie sigma-delta vectorielle", Journal de physique, page 1075, Jul. 1995

- [GLEW2000] N. Glew, « Noise and vibration », Brenville Associates, England, 4th Sep. 2000
- [GODFROID99] H. Godfroid, S. Tnani, S.R. Jones, "Technical Evolutions and Industrial Applications of Active Filters", EPE Lausanne, 1999
- [GONZALES99] D. Gonzalez, J. Llaques, A. Arias, « Improvement possibilities of PWM voltage inverter EMI effects using different modulation methods », EPE Lausanne, 1999
- [GRANDI97] G. Grandi, D. Casadei, A. Massarini, "High Frequency Lumped Parameter Model for AC Motor Windings", EPE, Trondheim, 1997, pp. 2.578-2.583
- [HABETLER89] Th.G. Habetler, D.M. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier", IEEE, pp. 665-671, 1989
- [HABETLER91] Th.G. Habetler, D.M. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol.6, No.3, pp.356-363, July 1991
- [HALASZ] S. Halasz, A. Zaharov, "Two-phase PWM techniques in inverter fed AC drives"
- [HANSEN99] S. Hansen, P.N. Enjeti, J.H. Hahn, F. Blaabjerg, "An Integrated Single-Switch Approach to Improve Harmonic Performance of Standard PWM Adjustable Speed Drives", IAS 1999
- [HAVA97] A.M. Hava, S.K.Sul, R.J.Kerman, T.A.Lipo, "Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, Oct. 5-9, 1997
- [HAVAKERKMAN98] A.M. Hava, R.J.Kerman, Th.A. Lipo, "A high-performance generalised discontinuous PWM algorithm", IEEE Transactions on Ind. Appl., Vol. 34, No.5, Sep./Oct. 1998
- [HAVA99] A.M. Hava, R.J.Kerman, Th.A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, No. 1, Jan. 1999
- [HIBBARD] J. Hibbard, N. Hayes, "Eliminating Motor Failures Due to IGBT - Based Drives when Connected with Long Leads", Trans-Coil Documentation, USA
- [HIMAMSHU] V. Himamshu Prasad, D. Boroyevich, S. Dubovsky, "Comparaison of high frequency PWM algorithms for voltage source inverters", Virginia Power Electronics
- [HITI96] S. Hiti, D. Boroyevich, "Small signal modelling of three phase PWM modulators", Power Electronics Specialists Conference (PESC '96), Baveno Italy, 23-27 June 1996, pp. 550-555
- [HOLTZ91] J. Holtz, "Field Oriented Asynchronous PWM for High Performance AC Machine Drives Operating at low Switching Frequency", IEEE – IA, 1991
- [HOLTZ92] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation – A survey", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol.39, No.5, Oct. 1992

- [HOLTZ93] J. Holtz, A.M. Khambadkone, "Pulse Width Modulation for Controlled AC Motor Drives - accompanying remarks for 1993 EPE Tutorial", EPE Brighton, U.K, 12 Sep. 1993
- [HUBERT2000] Hubert, A., « Contribution à l'étude des bruits acoustiques générés lors de l'association machines électriques – convertisseurs statiques de puissance », Thèse de doctorat, Université Technique de Compiègne, Déc. 2000
- [HUPPUNEN2000] J. Hupponen, J. Pyrhönen, "Filtered PWM-Inverter Drive for High-Speed Solid-Rotor Induction Motor", IEEE IAS 2000
- [HYYPPIO97] D.B. Hyypio, "Effects of Risetime and Cable Length on Motor Insulation Degradation Resulting from Operation on PWM Voltage Source Inverters", IEEE, IEMDC, Milwaukee, May 1997
- [JACOBINA01] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. Da Silva, R.N.C.Alves, P.F. Seixas, « Digital scalar PWM: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms », IEEE Transactions on Power Electronics, 3 May 2001
- [JANG99] D.H. Jang, D.Y. Yoon, "Space Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Single-Phase Induction Motor", IAS, 1999
- [JOUANNE95] A. von Jouanne, P. Enjeti, W. Gray, "The Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter Fed AC Motor Drive Systems", Proc. of APEC '95, Tenth Annual Part: 2, pp. 592-597, vol. 2
- [JOUANNE96] A. von Jouanne, P. Enjeti, W. Gray, "Application Issues from PWM Adjustable Speed AC Motor Drives", IEEE Industry Application Magazine, Sep./Oct. 1996, pp. 10-18
- [KEMNITZER92] A. Kemnitzer, "The Effects of Protection Devices Against Surges when Switching on Large AC Motors", Electric Machines and Power Systems, 20, pp.103-112, Hemisphere Publishing Corporation, 1992
- [KEMPSKI01] A. Kempski, "Capacitively coupled discharging currents in bearings of induction motor fed from PWM inverters", Journal of Electrostatics, Vol.51-52, May 2001, pp. 416-423
- [KERKMAN96] R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski, "Interaction of Drive Modulation & Cable Parameters on AC Motor Transients", 31st IAS Annual Meeting, 1996, pp. 143-152, Vol.1
- [KING74] F.G. King, "A three phase transistor class-b inverter with sine wave output and high efficiency", Inst. Elec. Eng. Conf. Publ. 123, pp.204-209, 1974
- [KOCZARA99] W. Koczara, R. Seliga, J. Matraszek, "Sine-wave Voltage Inverter for Variable Speed Cage Induction Motor Drive System", EPE, Lausanne, 1999
- [LAFRANCHI2000] V. Lafranchi, D. Depernet, C. Goedel, "Mitigation of Induction Motors Constraints in ASD Applications", IEEE, IAS, 2000
- [LAGONOTTE2000] P. Lagonotte, M. Poloujadoff, A. Calvaer, "Introduction to an Improved Modeling of Electric Lines Propagation", IEEE Power Engineering Review, Dec. 2000, pp. 49-51

- [LAI99] J.C.S. Lai, C. Wang, "Prediction of Noise Radiation from Induction Motors", Sixth International Congress on Sound and Vibration, 5-8 July 1999, Copenhagen, Denmark
- [LAI99-1] Y.S. Lai, "Sensorless vector controlled IM drives using random switching technique", EPE, Lausanne, 1999
- [LEE99] H.D. Lee, S.K. Sul, "Common Mode Voltage Reduction Method Modifying the Distribution of Zero Voltage Vector in PWM Converter/Inverter System", CDC, 1999
- [LEGGATE98] D. Leggate, J. Pankau, D. Schlegel, G. Skibinski, R. Kerkman, "Reflected Waves and Their Associated Current", IEEE Industry Applications Society, St. Louis, MO Octo. 12-16, 1998
- [LIEBAUT94] J.-F. Liebaut, B. Le Piufle, « Onduleur MLI pour servomoteur synchrone: minimisation des pulsations de couple », Congrès Firelec '94
- [LINCOLN] Lincoln Electric, "The Ultimate Defence Against Insulation Failures on Inverter-Fed Motors", <http://www.lincolnelectric.com/motors>, 1998
- [LINCOLN2] Lincoln Electric, "Evaluating Inverter-Duty Motor Insulation Systems Using Corona Inception Voltage", Technical brief 100, Oct. 1997
- [LORON96] L. Loron, E. Le Carpentier, « Experimental Noise Characterization for Induction Motor Identification », ELECTRIMACS, St. Nazaire, Sep. 1996
- [MALRAIT01] F. Malrait, "Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle « sans capteur »", Thèse de doctorat, Ecole de Mines, Paris, 7 fév. 2001
- [MELFI97] M. Melfi, S. Bell, G. Skibinski, "Effect of surge voltage risetime on the insulation of low voltage machines fed by PWM converters", IEEE, 1997
- [METZ98] M. Metz, « Calcul des harmoniques des tensions générées par l'onduleur 2N », note LEEI, INPT/CNRS, 1998
- [MILSANT91] F. Milsant, « Machines Electriques », vol. III, Ellipses, 1991, pp. 71-82
- [MITEL] Mitel Semiconductor, "Motion Control and Power Conditioning", matériel publicitaire
- [MITEL97] Mitel Semiconductor, "Calculation of Junction Temperature", Supersedes, 1997
- [MITSUBISHI] Mitsubishi Semiconductors, "Trench Gate IGBT Modules", Data Book 1999
- [MONMASSON97] E. Monmasson, J. Faucher, "Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle", 3EI, N°8 – March 1997, pp. 22-36
- [MOREIRA01] A.F. Moreira, T.A. Lipo, G. Venkataramanan, S. Bernet, "Modeling and Evaluation of dv/dt Filters for AC Drives with High Switching Speed", Wisconsin Electric Machines & Power Electronics Consortium, Research Report 2001-17

- [MUNOZ99] A.R. Munoz, Th. Lipo, "Complex Vector Model of the Squirrel-Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar Currents", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, No.6, Nov/Dec 1999
- [MURAI92] Y. Murai, T Kubota, Y. Kawase, "Leakage Current Reduction for a High-Frequency Carrier Inverter Feeding an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No.4, July/Aug. 1992
- [NEY70] Ney, G., « L'Electronique dans la technique des bruits et des vibrations. Cas particulier des machines électriques », Ecole Supérieure d'Electricité cours, 1970
- [NIEZNANSKI98] J. Nieznanski, « Pulse Density Modulation for Power Electronics Applications », rapport no. 567 de Zeszyty Naukowe Politechniki Gdanskiej, 1998
- [NOGUCHI99] T. Noguchi, M. Yamamoto, S. Kondo, I. Takahashi, "Enlarging Switching Frequency in Direct Torque-Controlled Inverter by Means of Dithering", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, No.6, Nov/Dec 1999
- [OGASAWARA89] S. Ogasawara, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory", EPE, 1989
- [OLLILA97] J. Ollila, T. Hammar, J. Iisakkala, H. Tuusa, "On the bearing currents in medium power variable speed AC drives", IEEE, IEMDC, Milwaukee, May 1997
- [ONERA2000] « Modélisation CEM d'une liaison variateur câble blindé - moteur électrique », Rapport de collaboration Onera – Schneider Electric, Déc. 2000
- [PAPAZACHAROPOULOS2000] Z.C. Papazacharopoulos, A.G. Kladas, S.N. Manias, "Investigation of the Switching Frequency Harmonics Impact on PWM Induction Motor Drive Efficiency", 2000
- [PARMENTIER] J.P. Parmentier, S. Bertuol, « CripTE », Manuel d'utilisation, ONERA
- [PATEL73] H.S. Patel, R.G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I – harmonic elimination", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA9, (3), pp. 310-317, 1973
- [PERSSON92] E. Persson, "Transients Effects in Application of PWM Inverters to Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, no.5, Sep./Oct. 1992, pp. 1095-1101
- [PINTO99] J.O.P. Pinto, B.K. Bose, L.E. Borges, M.P. Kazmierkowski, "A Neural Network Based Space Vector PWM Controller for Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive", IAS, 1999
- [POMILIO97] J.A. Pomilio, C.R. de Souza, L. Matias, P.L.D. Peres, I.S. Bonatti, "Driving AC Motors through a Long Cable: The Inverter Switching Strategy", IEEE, IEMDC, Milwaukee, May 1997
- [PRASAD94] V.H. Prasad, D. Boroyevich, S. Dubovsky, "Comparaison of High Frequency PWM Algorithms for Voltage Source Inverters", IEEE, pp.115-122, 1994

- [ROBOAM96] X. Roboam, « De la modélisation à la commande des machines asynchrones », Formation pour la SNCF, LEEI UMR INPT/CNRS, 11-12 sep. 1996
- [RUDENBERG40] R. Rudenberg, "Performance of traveling waves in coils and windings", AIEE Magazine , 1940, Vol.59 , p 1031
- [SAKHARUK98] T. Sakharuk, A.M. Stankovic, G. Tadmor, "Effects of Low Switching Frequency on Synchronous AC Drives", Proceedings on the 37th IEEE Conference on Decision&Control, Tampa, Florida USA, Dec. 1998
- [SANTAMARIA] O.L. Santa Maria, E.M. Thurlow, M.G. Jones, "Exploratory study of the acoustic performance of piezoelectric actuators, documentation NASA
- [SAUNDERS96] L.A. Saunders, G.L. Skibinski, S.T. Evon, D.L. Kempkes, "Riding the Reflected Wave - IGBT Drive Technology Demands New Motor and Cable Considerations", IEEE IAS-Petroleum&Chemical Industry Conference, Philadelphia, P.A., Sep.23-25, 1996, pp.75-84
- [SCHAFFNER] Schaffner Components Division, « EMC Components – Filters, Chokes & Feedthrough Components», Feb. 2001
- [SCHLEGEL99] D. Schlegel, G. Skibinski, R. Kerkman, G. Wrate, "Resonant Tank Motor Model for Voltage Reflection Simulations with PWM Drives", IEEE, IEMDC digest, 1999
- [SCHNEIDER94] Schneider Electric Patent – INPI 94 02428 – « Système de commande d'un onduleur à MLI » / US 05552980 – "Inverter control device"
- [SCHÖNUNG64] A. Schönung, H. Stemmler: "Static frequency changers with sub-harmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives", Brown Boveri Review, pp. 555-577, Sep. 1964.
- [SEINSCH2000] H.O. Seinsch, "Torsional vibrations and increase of noise during converter operation of cage induction motors", Universität Hannover Presentation, June 2000
- [SEIXAS88] P.F. Seixas: « Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée », Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1988
- [SKIBINSKI] G. Skibinski, R. Kerkman, D. Leggate, J. Pankau, D. Schlegel, "Reflected Wave Modeling Techniques for PWM AC Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications
- [SKIBINSKI96] G. Skibinski, "Design Methodology of a Cable Terminator to Reduce Reflected Voltage on AC Motors", IEEE 1996
- [SODERMANN89] P. Sodermanns, "Methods of Generating Pulse Patterns in Voltage Source PWM Inverters and Implementation in an Industrial Drive", EPE Aachen, 1989, pp. 1273-1277
- [SOURNAC90] E. Sournac, "Variateur de vitesse pour machine asynchrone", Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1990
- [STEINKE97] J.K. Steinke, C.A. Stulz, P.A. Pohjalainen, "Use of LC Filter to Achieve a Motorfriendly Performance of the PWM VSI", IEEE, IEMDC, Milwaukee, May 1997

[STONE2000] Stone, G.C., Campbell, S.R., Lloyd, B.A., Tetreault, S. : "Which Inverter-Fed Drives Need Upgraded Stator Windings", IAS/PCA, Salt Lake City, May 7-12/2000

[SURESH99] G. Suresh, H.A. Toliyat, D.A. Rendusara, P.N. Enjeti, "Predicting the transient effects of PWM voltage waveform on the stator windings of random wound induction motors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, No.1, Jan.1999

[SWAMY99] M. Swamy, J.A. Houdek, "Low Cost ASD Motor Protection Stop Damage to Motors Due to ASD dv/dt Effects", <http://mtecorp.com/techpaper.html>, 1999

[TANIGUCHI88] K. Taniguchi, Y. Ogino, H. Irie, "PWM Technique for Power MOSFET Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 328-334, July 1988

[TANIGUCHI94] K. Taniguchi, M. Inoue, Y. Takeda, S. Morimoto, "A PWM Strategy for reducing Torque-Ripple in Inverter Fed Induction Motor", IEEE – IA, 1994

[TI98] Texas Instruments, "AC induction motor control using Constant V/Hz principle and space vector PWM technique with TMS320 C240", documentation, April 1998

[TIMAR77] P.L. Timar, "Effect of application of semi-conductors on vibrations and noise of slip ring induction motors", Elektrotechnika, 70(3), Mar. 1977

[TIMAR94] P.L. Timar, J.C.S. Lai, "Analysis of the Effects of the Harmonics on the Radiated Sound Power of Variable Speed Induction Motors", IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol.141, No.6, Nov.1994

[TÖRÖK83] V.G. Török, "Near Optimum On-line Modulation of PWM Inverters", IFAC, 1983

[TRZYNADLOWSKI94] Trzynadlowski, "Minimum-loss vector PWM strategy for three-phase inverters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No.1, Jan. 1994

[UTPologne] voir [NIEZNANSKI98]

[VILAIN95] J.P. Vilain, Otero, "Une nouvelle stratégie de modulation du vecteur d'espace par un onduleur de tension: la stratégie sigma-delta vectorielle", Journal de physique III, page 1075, Jul. 1995

[XU] L. Xu, Z.Q.Zhu, D. Stone, D. Howe, "Acoustic Noise Radiated by Space Vector PWM, Random PWM and Direct Torque Controlled Induction Motor Drives", IEEE

[XU99] L. Xu, Z.Q.Zhu, D. Howe, "Electromagnetic and Acoustic Emission from a Digitally Controlled Induction Machine Drive", EPE, Lausanne, 1999

[WANG97] C. Wang, JCS. Lai, "Acoustic Radiation from Finite Length Cylindrical Shells Using Boundary Element Method", Fifth International Congress on Sound and Vibration, Dec. 15-18, 1997, Adelaide, South Australia

[WANG99] Wang, C. Lai, J.C.S., "A Statistical Method for the Prediction of Acoustic Noise Radiation from Induction Motors", EPE, 1999

[WANG99-1] C. Wang, J.C.S. Lai, "A Note on the Surface Mobility of a Stator-Like Cylindrical Shell Subject to Electromagnetic Force Excitation", 1999 (non-publié)

[WEED22] J. Weed, "Prevention of transient voltages in windings", AIEE Journal, Vol. 41, 1922, p. 14

[WIART95] A. Wiat, JB. Prométhée, "An Analytical Study of Harmonic Voltages, Currents and Torque Ripples in Drives Fed with Optimised PWM Voltage Patterns", EPE, 1995

[ZARE99] F. Zare, G. Ledwich, "Space vector modulation technique with reduced switching losses", EPE, 1999

[ZHU94] Zhu, Z.Q. Howe, D., "Improved Methods for Prediction of Electromagnetic Noise Radiated by Electrical Machines", IEE Proceedings, Electric Power Applications, March 1994, Vol.141, Issue 2, pp.109-120

ANNEXE I. PARAMETRES DES MOTEURS, DES CABLES ET DES FILTRES UTILISES

Nous ne donnerons que les paramètres utiles pour notre étude.

Moteurs

LS0.55

Leroy Somer 0.55 kW, 4 pôles, 50 Hz

LF: $R_s = 18.57 \, \Omega$; $R_r = 11.8 \, \Omega$; $M_{sr} = 0.66 \, \text{H}$; $L_s = 0.68 \, \text{H}$; $L_r = 0.68 \, \text{H}$;

HF: $L_d = 46.1 \, \text{mH}$; $C_t = 0.0$; $C_g = 0.172 \, \text{nF}$; $R_e = 27.7 \, \text{k}\Omega$; $R = R_r = 0.0$;



LS0.75

Leroy Somer 0.75 kW, type LS80L2, 4 pôles, 50 Hz, 1400 tr/min, cos 0.75, 380V, 2.1A

T0.75

Toshiba 0.75 kW, type IK 6204 ZZ, 4 pôles, 50 Hz, 1410 tr/min, 400V, 1.9A

LS1.5-1

Leroy Somer 1.5 kW, type LS90LT, 4 pôles, 50Hz, 1420tr/min, cos 0.83, 380V, 3.7A



LS1.5-2

Leroy Somer 1.5 kW, type LSMV90L, 4 pôles, 50 Hz, 1425 tr/min, cos 0.86, 380V, 3.4A



U1.5

Unelec 1.5 kW, type F90SC12, 2 pôles, 50Hz, 2820 tr/min, 380V, 3.4A



ATB4

ATB 4 kW, 4 pôles, 50 Hz, 1450 tr/min, cos 0.84, 400V, 8.3A

LF: $R_s = 1.62 \Omega$; $R_r = 1.14 \Omega$; $M_{sr} = 148.7 \text{ mH}$; $L_s = 153.1 \text{ mH}$; $L_r = 155.2 \text{ mH}$

HF: $L_d = 7.96 \text{ mH}$; $C_t = 0.0$; $C_g = 0.653 \text{ nF}$; $R_e = 5.28 \text{ k}\Omega$; $R = R_f = 0.0$;

LS7.5

Leroy Somer 7.5 kW, 4 pôles, 50 Hz

LF: $R_s = 0.87 \Omega$; $R_r = 0.58 \Omega$; $M_{sr} = 93.1 \text{ mH}$; $L_s = 98.1 \text{ mH}$; $L_r = 98.1 \text{ mH}$

HF: $L_d = 3.46 \text{ mH}$; $C_t = 0.0$; $C_g = 0.739 \text{ nF}$; $R_e = 3.69 \text{ k}\Omega$; $R = R_f = 0.0$;

Câbles

(Figure VI.1)

Câble 1 :

$R_0 = 0.09 \Omega$; $L_0 = 0.21 \mu\text{H}$; $C_0 = 0.19 \text{ nF}$; $G_0 = 84 \text{ n}\Omega^{-1}$; $l = 100 \text{ m}$

Câble 2 :

Cable 2: $R_0 = 0.07 \Omega$; $L_0 = 0.32 \mu\text{H}$; $C_0 = 0.19 \text{ nF}$; $G_0 = 84 \text{ n}\Omega^{-1}$; $l = 130 \text{ m}$

Lorsqu'on parle de câble blindé, nous utilisons les paramètres du câble 1 avec des longueurs différentes.

Filtres

Les filtres utilisés sont des filtres Schaffner.

FN 520-8-29

Filtre sinusoïdal de sortie avec liaison DC pour les convertisseurs de fréquence

Ces filtres sont particulièrement souhaitables pour :

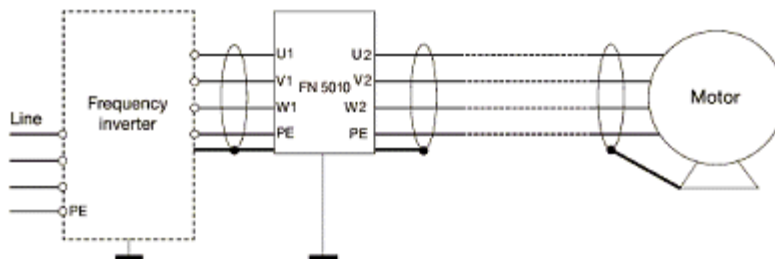
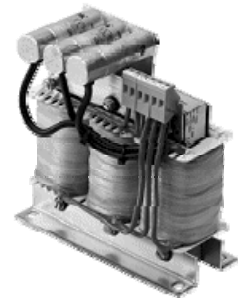
- grandes longueurs de câbles d'alimentation du moteur
- moteurs avec des enroulements compacts
- fonctionnement en parallèle de plusieurs moteurs
- réduction du bruit acoustique parasite du moteur
- fréquences de commutation entre 6 et 20 kHz



FN 5010-8-99

Filtre de sortie sinusoïdal pour les convertisseurs de fréquence

- Courants de service de 2.5 à 610A
- Pour la réduction des bruits de moteur
- Amélioration du rendement du système
- Pour la réduction des pertes par courant de circulation

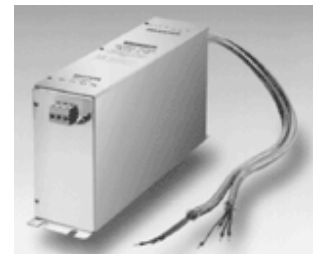


FN 530-8-99

Filtre sinusoïdal et CEM de sortie avec liaison DC pour les convertisseurs de fréquence

Ces filtres sont particulièrement souhaitables pour :

- applications sans blindage des câbles d'alimentation
- sûreté CEM
- grandes longueurs de câbles d'alimentation du moteur
- fréquences de commutation entre 6 et 20 kHz



FN 5030

Ce filtre n'est pas encore commercialisé.

ANNEXE II. DESCRIPTION DU BANC dSPACE

Description générale

Le banc d'essais dSpace a été conçu dans le but de pouvoir tester différentes lois de commande du variateur et surtout différentes stratégies de MLI (Figure All.1). Le premier avantage du banc est la possibilité de compiler les schémas de simulation Matlab/Simulink pour une « simulation temps-réel », c'est à dire de permettre l'essai de la commande du variateur, réalisée sur l'ordinateur, sur un moteur et, éventuellement, un câble réel.

Le banc a été aménagé dans le cadre de nos travaux. La carte d'interfaçage entre le panneau de connecteurs du système dSpace et la carte de contrôle du variateur a été réalisée dans le cadre du projet Capitole.

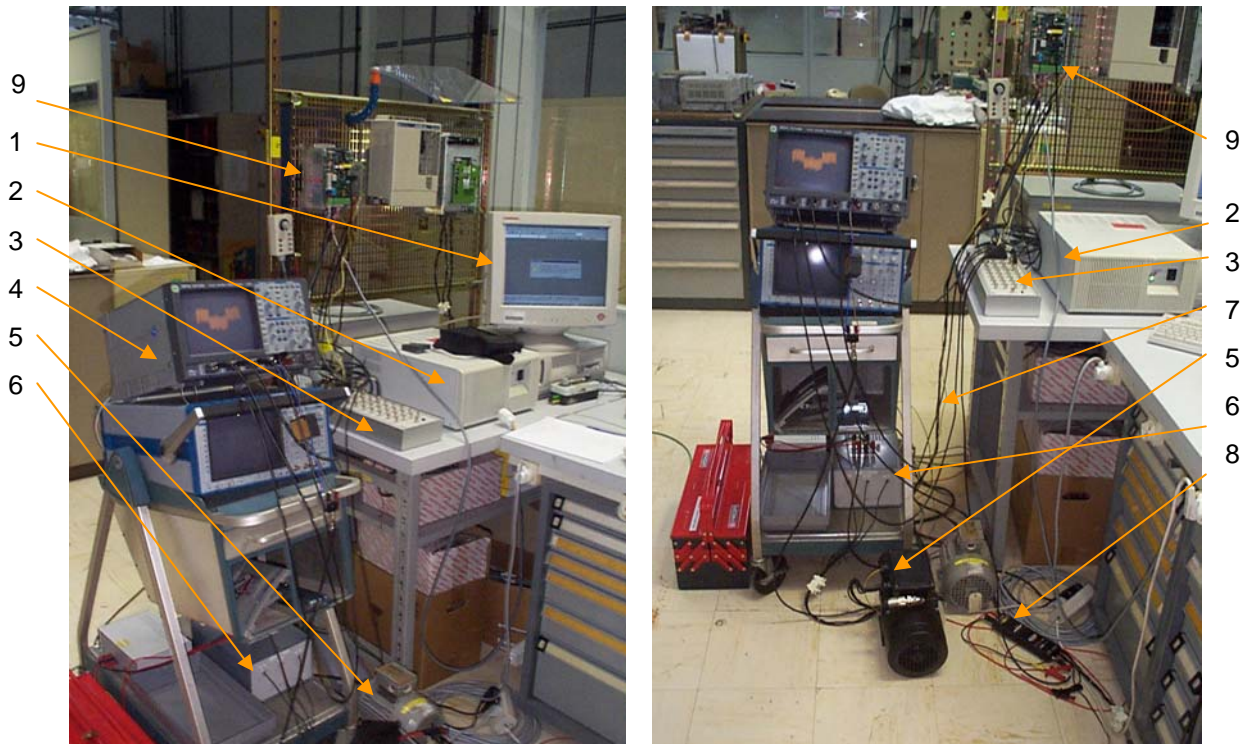


Figure All.1. Banc d'essais dSpace

Les éléments apparents du banc (Figure All.1):

- 1-ordinateur
- 2-boîte d'extension dans laquelle se trouvent les cartes dSpace
- 3-panneau de connecteurs
- 4-oscilloscope de visualisation des signaux de commande ou de mesure
- 5-moteur
- 6-capteurs de courant (LEM) pour la mesure des courants moteur
- 7-câble
- 8-capteur de tension (sonde différentielle)

9-variateur (carte commande modifiée, carte puissance, carte d'interfaçage)

Le schéma fonctionnel du banc est donné par la Figure AII.2.

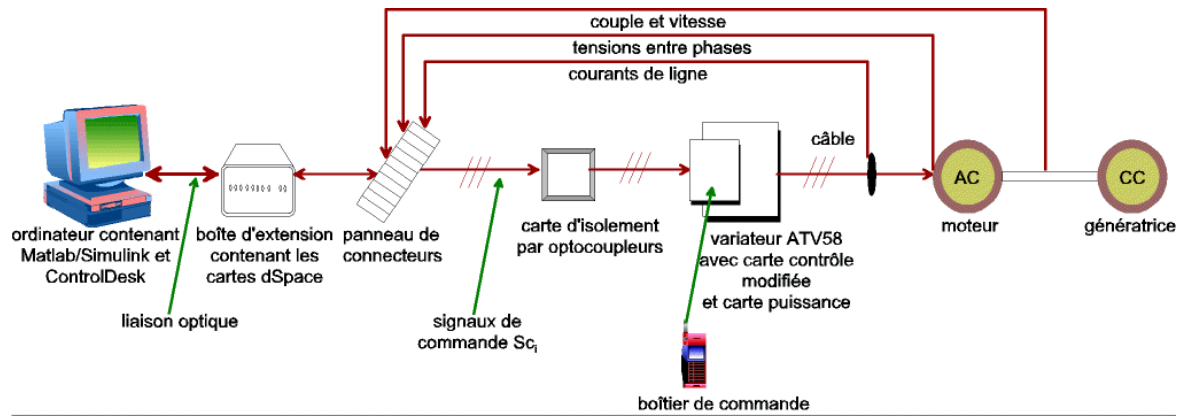


Figure AII.2. Schéma fonctionnel du banc dSpace

Les schémas Matlab/Simulink sont compilés et téléchargés dans les microprocesseurs des cartes dSpace. Les ordres de commande Sc_1 , Sc_2 et Sc_3 sont envoyés par la carte d'isolement directement sur l'ASIC de la carte contrôle du variateur. Les ordres de démarrage ou d'arrêt restent manuels (à l'aide du boîtier de commande), mais ils peuvent être aussi automatisés. Les mesures des courants, des tensions, de la vitesse ou du couple peuvent être traitées à l'aide des cartes dSpace (Figure AII.2) ou directement à l'aide de l'oscilloscope (Figure AII.1).

Le banc dSpace peut être rattaché à un des bancs d'essais existants. L'avantage dans ce cas est l'existence d'un tachymètre pour la mesure de la vitesse et d'un couplemètre. La structure des bancs est constituée généralement de la même façon:

- une machine asynchrone commandée par un variateur Altivar
- une machine à courant continu (ou une machine synchrone à aimants permanents MASAP) commandée par un Rectivar (ou MASAP), qui constitue la charge mécanique
- des capteurs (vitesse, couple, courants, tensions)
- des boîtiers de commande des variateurs

Les bancs existants peuvent se schématiser sous la forme suivante :

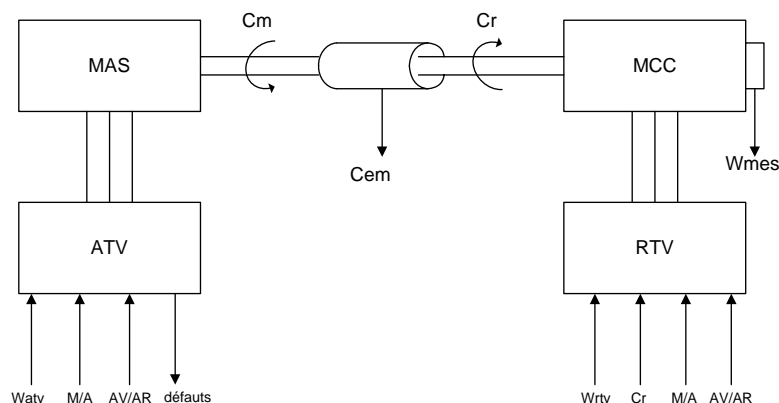


Figure AII.3. Schéma d'un banc d'essai « classique » machine asynchrone / génératrice CC

Les cartes dSpace

Les cartes disponibles sont :

- la carte DS1005 ayant principalement les caractéristiques suivantes :
 - Microprocesseur PowerPC 750 à 480 MHz
 - Système multiprocesseur autorisant d'autres cartes DS1005 PPC
 - Entièrement programmable à partir de Simulink
 - Connexion rapide avec toutes les cartes E/S dSPACE via PHS-bus



- la carte DS4002 pour générer et capter des signaux comme les ordres de la MLI :
 - Capte des signaux numériques pour la mesure des paramètres
 - Génère des modèles flexibles d'impulsions
 - 8 chaînes programmables avec une résolution de 200 ns
 - 32 lignes E/S additionnelles

Comme cette carte est la plus importante pour nos travaux, nous donnons ci-dessous sa description interne.

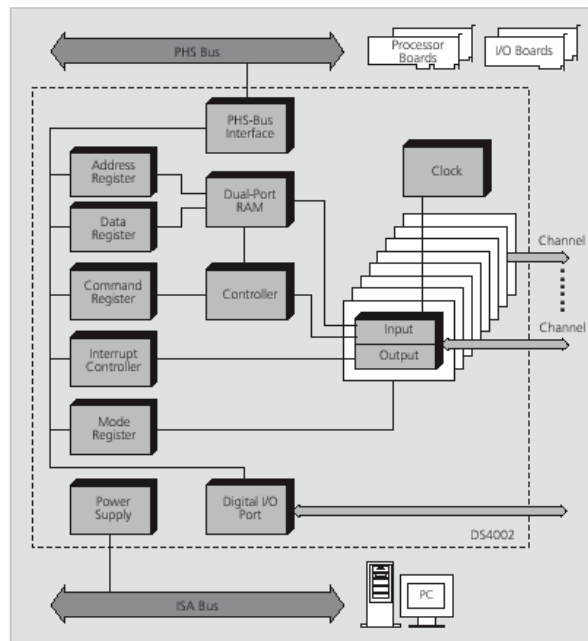


Figure AII.4. Schéma interne de la carte DS4002

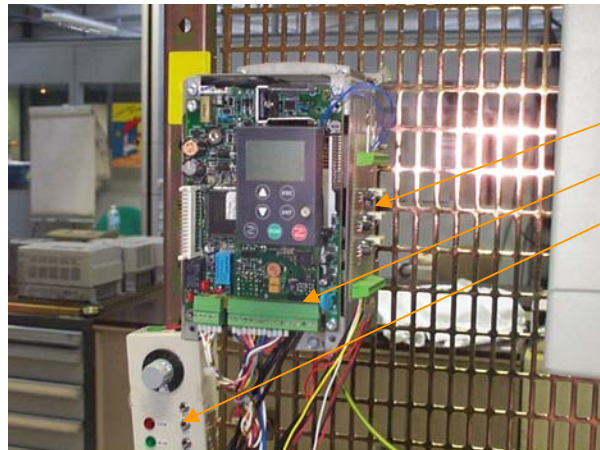
- la carte 2003 pour l'acquisition des signaux de mesure :
 - jusqu'à 32 chaînes d'acquisition
 - résolution jusqu'à 16 bits
 - temps d'échantillonnage de 5.0 – 5.7 μ s (16 bits)
 - configurable à partir de Simulink
- la carte DS4302 supplémentaire offrant une interface CAN (prévue pour communication avec le variateur pour réf. vitesse) :
 - connecte les systèmes modulaires dSpace au bus CAN
 - 4 chaînes
- la carte DS817 placée dans l'ordinateur, pour interconnexion par câble optique avec le boîtier d'extension contenant les autres cartes dSpace.

Toutes les données techniques de ces cartes peuvent être trouvées sur le web :
<http://www.dspace.de/fr/Products/Processb.htm>.

Matériel annexe

⇒ Carte d'isolement à base d'optocoupleurs

Afin d'isoler la carte contrôle du variateur de vitesse de la carte dSpace envoyant les ordres de commande Sc_i , signaux se situant à des potentiels différents, nous utilisons une carte d'interfaçage (Figure All.5).



Carte d'interfaçage
Carte contrôle variateur
Boîtier de commande
des ordres de marche
variateur

Figure All.5. Détail du banc dSpace

⇒ Filtres anti parasites

Afin d'éviter des parasites sur les mesures du couple et de la vitesse, 2 filtres sont installés en entrée de la carte contrôle. On utilise des filtres standard Télémécanique actuellement utilisés sur les bancs existants.

Réf : VYA 05 102

⇒ Sonde de tension différentielle

La sonde de tension différentielle est utilisée pour la visualisation de la tension moteur, celle ci sera branchée entre deux phases.

Réf : DP 25

tension différentielle \approx maximum : 1300 V crête à crête

atténuation : 1/20, 1/50, 1/200

bande passante : 25 Mhz

⇒ Capteur de courant

Des capteurs de courant LEM permettront de mesurer les 3 courants moteur.

Réf : LA 305-S

courant nominal : 300 A

plage de mesure : 0 à +/- 500 A

courant de sortie analogique nominal : 120 mA

résistance de mesure : 75 ohms

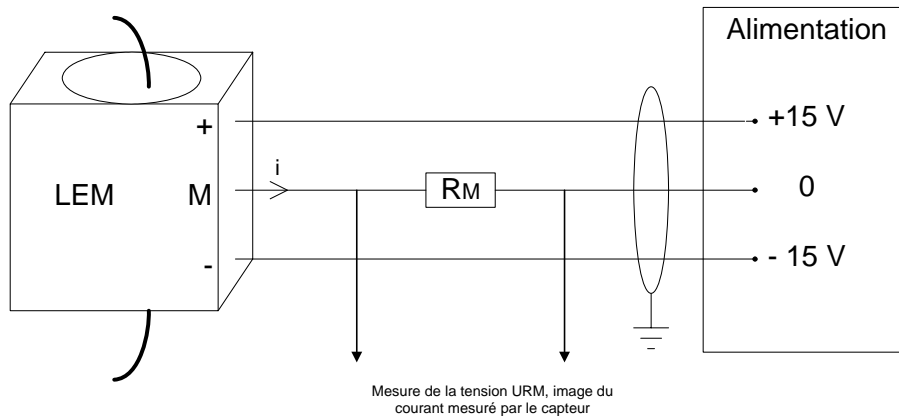


Figure AII.6. Raccordement d'un capteur de courant

Environnement logiciel

Un environnement complet de développement du système a été conçu, qui permet l'acquisition des données en temps réel ou encore le pilotage en temps réel.

Plusieurs logiciels d'interfaçage et de programmation sont à notre disposition pour développer nos applications à partir de la carte contrôle dSpace: Matlab/Simulink, RTI (Real Time Interface), MLIB/MTRACE, ControlDesk.

La programmation des algorithmes de commande contenant l'étage MLI a été faite de manière graphique (schémas bloc) en Simulink. Les programmes ainsi créés appellent des fichiers programmés en Matlab ou en C. L'interface temps réel RTI convertit le programme Simulink .mdl dans un programme en C *.c. A son tour, ce code C est compilé par un compilateur et chargé dans le DSP de la carte DS1005. Une fois l'exécutable chargé dans le DSP, ControlDesk nous donne la possibilité de réagir en temps réel sur les paramètres du modèle ou d'acquérir (ou de regarder sur l'écran de l'ordinateur comme sur un oscilloscope) les signaux mesurés ou les signaux de commande.

En ce qui suit, on peut retrouver un exemple d'application (Figure AII.7). On peut remarquer les blocs d'entrées-sorties que l'interface RTI offre à l'utilisateur. Ces blocs correspondent à des entrées-sorties réelles qui se trouvent sur le panneau connecteurs (le panneau qu'on peut voir dans les photos du banc, en début d'annexe).

Toujours en ce qui suit, nous donnons un exemple d'interface utilisée (logiciel ControlDesk). Le bouton poussoir qu'on voit (Figure AII.8) est utilisé pour modifier l'état du système (SimState) ou pour l'arrêter en cas de danger. Ceci se passe dans le cas du contrôle automatique. Un contrôle manuel peut le remplacer très bien.

Comme exemple, si on joue sur le curseur de la Figure AII.8, on change en temps réel la vitesse de référence pour la machine. L'effet de la commande est provoqué par la prise en compte de cet ordre dans le schéma de simulation Simulink compilé.

Cet exemple montre aussi les graphes d'affichage en temps réel des courants mesurés.

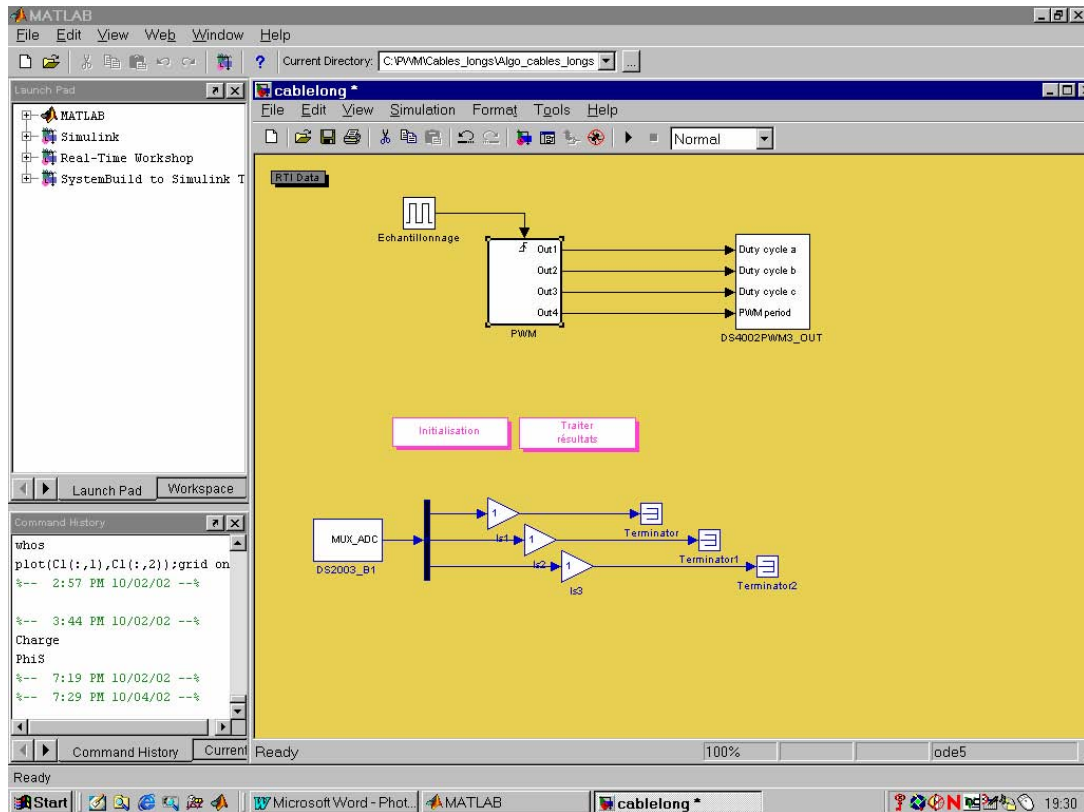


Figure AII.7. Interface Simulink pour la commande en temps réel

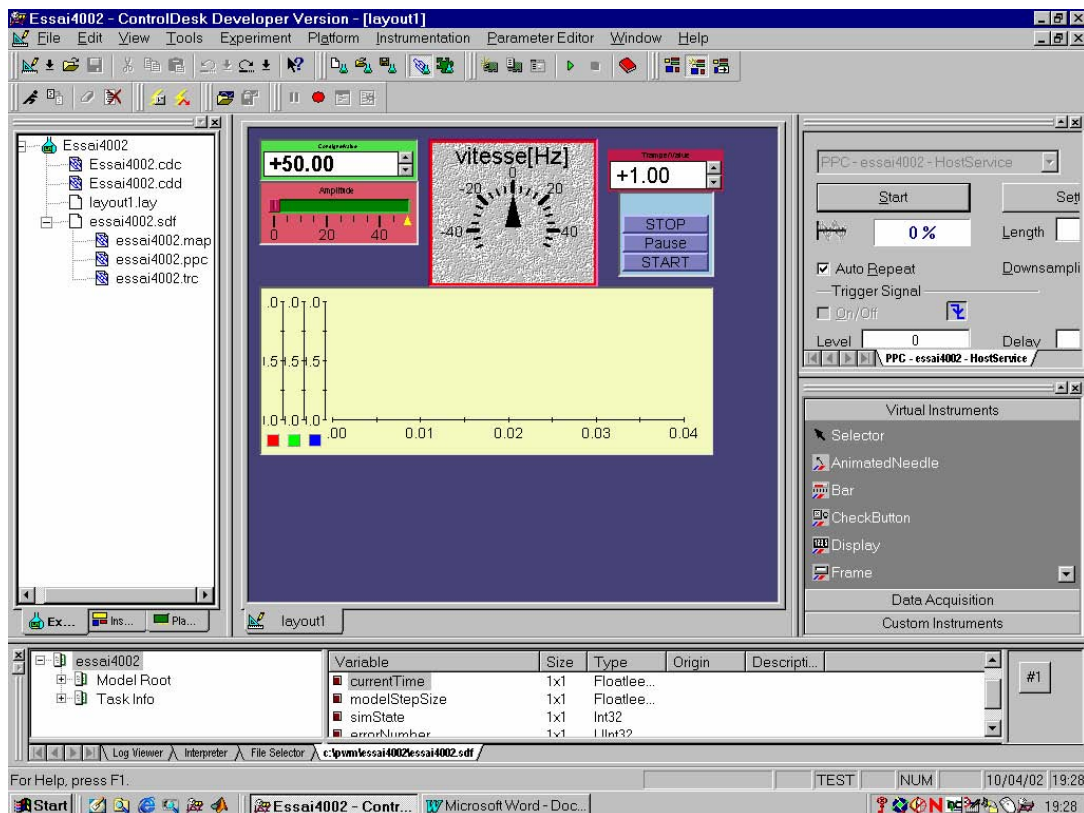


Figure AII.8. Interface ControDesk pour le pilotage en temps réel

Il faut remarquer que ControlDesk permet le contrôle des cartes dSpace, dans notre cas de la carte DS1005 : il charge, démarre et/ou arrête le déroulement d'un programme exécutable *.ppc pour les DSP maître (PowerPC 750). Il permet le contrôle direct à l'aide des curseurs, des afficheurs numériques etc. des variables du programme, ainsi que la visualisation des mesures sur l'écran de l'ordinateur.

Conception d'une application

L'application s'effectue suivant les étapes suivantes :

- conception et simulation d'un algorithme* sous Matlab/Simulink
- modification du schéma* en vue du fonctionnement en temps réel (toujours sous Matlab/Simulink)
- Compilation* par RTW (Real Time Workshop) et *téléchargement* sur le DSP (soit sous Simulink, soit sous ControlDesk, une fois que le programme est compilé)
- Exploitation de l'application avec ControlDesk* (variation des variables en temps réel, mesures en temps réel...)

L'aspect compilation est rendu en grande partie transparent pour l'utilisateur. En revanche, le fonctionnement temps réel induit un certain nombre de règles de conception qui doivent être respectées sous peine de conduire à des dysfonctionnements de l'algorithme.

Les différentes étapes de la simulation en temps réelle sont schématisées sur le diagramme suivant :

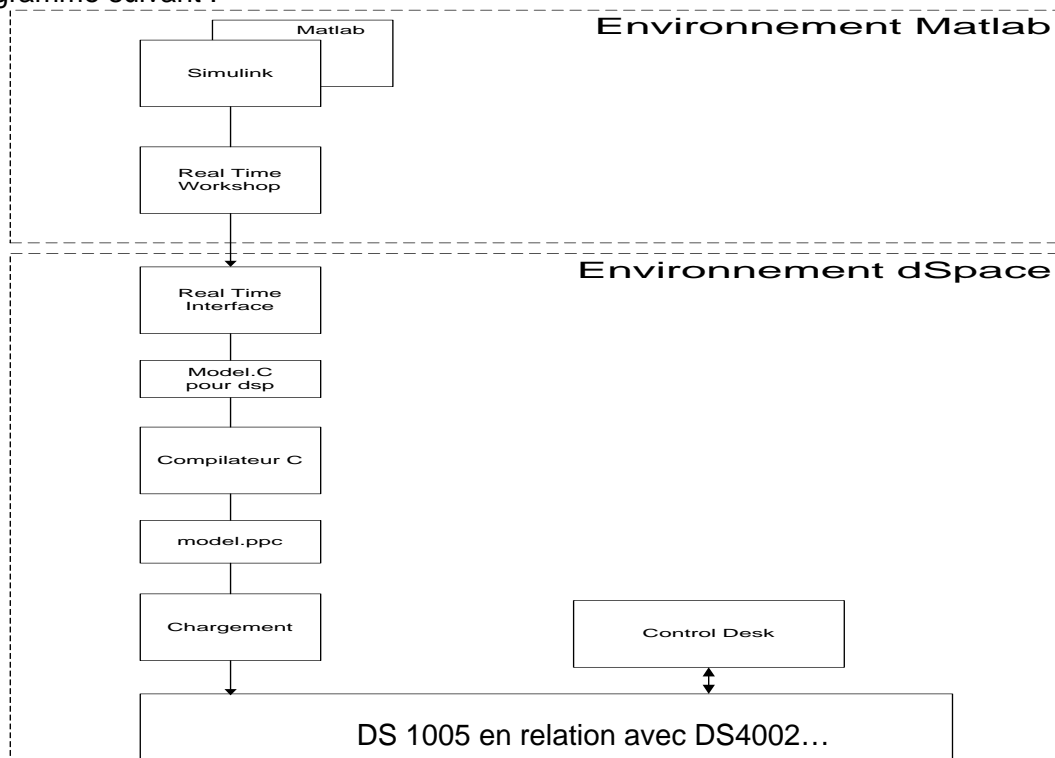


Figure AII.9. Développement d'une application sous Matlab/Simulink/dSpace